A. H. BRUINSMA

MULTIVIBRATOR SCHALTUNGEN

Einführung in die Robotertechnik

2. VERBESSERTE AUFLAGE

50
NSMA

POPULÄRE REIHE

NISCHE BIBLIOTHEK

MULTIVIBRATOR SCHALTUNGEN

MULTIVIBRATOR SCHALTUNGEN

EINFÜHRUNG IN DIE ROBOTERTECHNIK

VON

A. H. BRUINSMA

ZWEITE VERBESSERTE AUFLAGE

1960

POPULÄRE REIHE

PHILIPS' TECHNISCHE BIBLIOTHEK

Übersetzt von F. Engel - Eindhoven und O.G.Scholz - Hamburg

Dieses Buch erscheint in deutscher, englischer
französischer und holländischer Sprache

78 Seiten, 14,8 x 21 cm, 41 Abbildungen

D.K. 621.373.431.1

Copyright N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken Eindhoven (Holland)

Nachdruck, auch auszugsweise, verboten

Gedruckt in Holland

1. Ausgabe 1958
2. verbesserte Ausgabe 1960

Alle in diesem Buch enthaltenen Angaben erfolgen ohne
patentrechtlichen Schutz

VORWORT

Heute im Zeitalter der Mechanisierung, Automation und Kybernetik ist eine Orientierung über die Verwendungsmöglichkeiten von bestimmten elektronischen Schaltungen auf diesen Gebieten von großem Wert.

Der Untertitel dieses Buches "Einführung in die Robotertechnik" weist darauf hin, daß die Multivibratorschaltungen unter dem Blickwinkel ihrer Verwendung in Roboterschaltungen behandelt werden sollen.

Dies erscheint auf den ersten Blick vielleicht als eine Einschränkung des Themas angesichts der allgemein herrschenden Auffassung, daß der Roboter eine Maschine mit der äußeren Form eines Menschen oder Tieres ist, die (zumeist begrenzte) Tätigkeiten verrichten kann, wie sie für lebende Wesen kennzeichnend sind; anders liegen die Dinge, wenn man einen Roboter als eine Schaltung oder eine Maschine definiert, die laufend selbständig auf bestimmte äußere Einflüsse reagiert.

Es braucht nicht besonders darauf hingewiesen zu werden, daß bei einer derart weitläufigen Definition des Roboters eine Vielfalt verschiedener Schaltungsarten benötigt wird bzw. für diesen Zweck in Betracht kommt. In der Praxis hat sich jedoch gezeigt, daß in bestimmten Teilen der Apparatur Probleme entstehen, die auch – oder sogar zweckmäßiger – mit Hilfe der verschiedenen Varianten von Multivibratorschaltungen und den dazugehörigen Torstufenschaltungen gelöst werden können. Die verhältnismäßig junge Technik der Rechteckspannungen und der daraus abgeleiteten "Nadelimpulse" bietet derart viele Möglichkeiten, daß eine ausführlichere Besprechung zweckmäßig ist.

Nicht nur für den Bau von Robotern im engeren Sinne, sondern auch für viele andere Schaltprobleme, die bis vor kurzem schwer lösbar schienen, bietet sich der Multivibra-

tor als zweckdienliches Bauteil an. Es sind bereits Bücher erschienen, in denen die Theorie dieser Schaltungen sehr ausführlich behandelt wird (u.a. Neeteson: ANALYSIS OF BI-STABLE MULTIVIBRATOR OPERATION, Neeteson: ELEKTRONENRÖHREN IN DER IMPULSTECHNIK, beide veröffentlicht in der Philips' Technischen Bibliothek).

In vielen Fällen genügt es jedoch, eine begrenzte Anzahl praktischer Daten zu beherrschen. Die Erfahrung hat gezeigt, daß mit Hilfe dieser Daten Schaltungen für verschiedene Zwecke erfolgreich entworfen werden können.

Daneben besteht in der Praxis ein Bedarf an einer ausführlicheren Behandlung von Multivibratorschaltungen, vor allem bei denjenigen, die mit der Theorie weniger vertraut sind oder nicht die Zeit haben, ein theoretisch ausführliches Buch durchzuarbeiten. Schließlich scheint auch unter den bereits mit den Grundlagen Vertrauten und theoretisch Geschulten der Wunsch nach einer gedrängten, mehr auf das Praktische gerichteten Behandlung zu bestehen.

Sept. 1958 Der Autor.

VORWORT ZUR ZWEITEN AUFLAGE

Der erfreuliche Umstand, daß bereits innerhalb zweier Jahre eine Neuauflage erforderlich ist, beweist das große Interesse an dem in diesem Buch behandelten Gegenstand.

Bei dieser Gelegenheit möchte ich Herrn Ing. O. Scholz, Hamburg, herzlich danken für seine Bemühungen um das Zustandekommen der vorliegenden zweiten Auflage.

Im November 1959 Der Autor

INHALT

Kapitel 1. Multivibratorschaltungen 1

1.1 Arbeitsprinzip einer oszillierenden Multivibratorstufe 1

1.2 Die Bestimmung der Impulsamplitude 5

1.3 Die Bestimmung der Impulsdauer 7

1.4 Flankensteilheiten 14

1.5 Nadelimpulse 16

1.6 Synchronisieren 20

1.7 Der monostabile Multivibrator 27

1.8 Kettenschaltung monostabiler Multivibratoren 35

1.9 Der bistabile Multivibrator 40

1.10 Kettenschaltung bistabiler Multivibratoren 46

1.11 Die Verwendung von Pentoden in Multivibratorschaltungen 49

a. Große Impulsamplitude an der Anode 50

b. Der Vorteil des "Pentodenknies" 51

c. Das Schalten von Relais 52

d. Eine bistabile Stufe als Gleichspannungsverstärker 55

1.12 Die Sperrung von Multivibratorstufen 58

Kapitel 2. Torstufen 61

2.1 Ein schneller elektronischer Schalter 63

2.2 Die Untersuchung eines bestimmten Zeitabschnittes 63

2.3 Schnelles Abtasten verschiedener Spannungen 66

KAPITEL 1

MULTIVIBRATORSCHALTUNGEN

Weil alle Variationen der Multivibratorschaltungen aus ihrer ältesten Form, der oszillierenden Multivibratorstufe abgeleitet worden sind, wollen wir mit dieser beginnen.

1.1 Arbeitsprinzip einer oszillierenden Multivibratorstufe

Es ist sehr gut möglich, daß die Entdeckung der oszillierenden Multivibratorstufe von Abraham und Bloch einem Montagefehler in einem Niederfrequenzverstärker zu verdanken ist, bei dem zufälligerweise der Ausgang eines zweistufigen Niederfrequenzverstärkers mit dem Eingang verbunden wurde. Wenn man den Ausgang b in Abb. 1 mit dem Eingang a verbindet, hat man nämlich im Prinzip die oszillierende Multivibratorstufe.

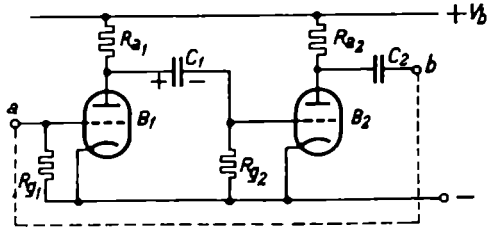


Abb. 1. Eine oszillierende Multivibratorstufe kann als ein zweistufiger Widerstandsverstärker mit verbundenen Ein- und Ausgängen erklärt werden.

Um dies zu erklären, nehmen wir an, daß am Punkt a, also am Steuergitter der Röhre B_1, eine kleine, plötzliche

negative Veränderung entsteht. Diese Annahme ist durchaus gerechtfertigt, da jede Röhre bekanntlich ein Eigenrauschen hat, daß z. B. in einem empfindlichen Rundfunkempfänger oder Mikrophonverstärker hörbar ist, wenn kein Signal aufgefangen wird. Dieses Rauschen ist nichts anderes als eine unregelmäßige Elektronenbewegung in der Röhre und im Gitterwiderstand (R_{g_1}). Nehmen wir einfachheitshalber an, daß in einem bestimmten Augenblick eine negative Spannung von 1 mV an R_{g_1} entsteht. Infolge der Verstärkung der Röhre B_1 entsteht dadurch bei einer zehnfachen Verstärkung an R_{a_1} eine positive Spannung von 10 mV.

Über den Trennkondensator C_1 gelangt diese Spannung an das Steuergitter der Röhre B_2. Wenn wir hierbei nicht berücksichtigen, daß in der Röhre B_2 eventuell ein Gitterstrom auftreten kann, so entsteht an R_{a_2} ein negativer Spannungsstoß von 100 mV. Da Punkt b mit Punkt a verbunden ist, wächst die ursprüngliche Änderung von 1 mV wie eine Lawine zu 100 mV an. Diese 100 mV erhöhen sich ihrerseits infolge der großen Geschwindigkeit, mit der die Elektronen in den Röhren arbeiten, innerhalb einer kurzen, kaum meßbaren Zeit auf 100 x 100 mV = 10 V. Diese 10 V würden zu 1000 V werden, wenn keine Begrenzung dawäre. Offensichtlich kann aber die Anodenspannung von B_2 nicht beliebig niedrig werden. Ihr niedrigster Wert wird durch die Kennlinien der Röhre bestimmt und ist durch die Spannung definiert, die bei 0 V Gitterspannung einen derartigen Anodenstrom in Röhre B_2 erzeugt daß der Spannungsverlust am Anodenwiderstand R_{a_2} dieser Spannung entspricht. Nehmen wir an, daß diese Spannung 30 V beträgt. Bezogen auf den ursprünglichen Zustand ist der über C_2 übertragene Spannungssprung so negativ, daß die Röhre B_1 zeitlich gesperrt wird, d. h. daß überhaupt kein Anodenstrom mehr fließt. In diesem Augenblick kann sich der Kondensator C_1 auf eine Spannung aufladen, die gleich $+ V_b$ ist, denn B_1 ist gesperrt und die Anodenspannung von B_1 nähert sich $+ V_b$. Zeitlich tritt jetzt ein stabiler Zustand in den Anodenspannungen beider Röhren ein, denn B_1 führt keinen, B_2 dagegen vollen Anodenstrom. Dieser Zu-

stand dauert jedoch nicht lange an, da die Ladung von C_2, die sich während der schnellen, lawinenartigen Veränderung nicht änderte, jetzt über R_{g_1}, den Innenwiderstand der Stromquelle und R_{a_2} abfließen kann, wodurch die Gitterspannung der Röhre B_1 nach einer exponentiellen Funktion ansteigt. Sobald in B_1 wieder soviel Anodenstrom fließt, daß die Gesamtverstärkung beider Röhren größer als 1 wird (was sehr schnell eintritt, da die Röhre B_2 noch unvermindert verstärkt), erhalten wir jetzt die gleiche lawinenartige Veränderung in umgekehrter Reihenfolge. Das Gitter der Röhre B_2 erhält durch die Ladung von C_1 (= V_b) eine negative Spannung von $V_b - V_{a_1}$, also bei V_b = 100 V etwa - 70 V, und wird völlig gesperrt. Der Kondensator C_2 wird jetzt durch den Gitterstrom von B_1 auf V_b aufgeladen, wiederum entsteht ein zeitlich stabiler Zustand, innerhalb dessen sich C_1 über R_{g_2}, R_{a_1} und den Innenwiderstand der Spannungsquelle entlädt. Da R_{g_2} im allgemeinen viel größer ist als die beiden anderen Widerstände, wird die Zeit der Entladung hauptsächlich durch die Größe von R_{g_2} bestimmt. Sobald die Ladung von C_1 soweit abgeflossen ist, daß in B_2 ein Anodenstrom fließt, kippt die Stufe wieder um und kehrt zum Anfangszustand zurück. Dieser Vorgang wiederholt sich ununterbrochen, d.h. die Stufe oszilliert in dieser Weise.

Dieser Schwingvorgang kann in vier Intervalle eingeteilt werden, die sich ständig in der gleichen Reihenfolge wiederholen:

1. Ein Spannungssprung, während dessen V_{a_1} von einem niedrigen positiven Wert (in unserem Beispiel + 30 V) auf einen hohen positiven Wert (+ 100 V) und V_{a_2} von einem hohen positiven Wert auf einen niedrigen springen.

2. Ein zeitlich stabiler Zustand, in dem die unter 1. erreichten Werte eingehalten werden, also $V_{a_1} = V_b$ ist und V_{a_2} seinen niedrigsten Wert hat.

3. Ein Spannungssprung, der umgekehrt zu dem unter 1. beschriebenen verläuft (V_{a_1} fällt, V_{a_2} steigt).

4. Ein zeitlich stabiler Zustand, in dem die unter 3. erreichten Werte eingehalten werden, also $V_{a_2} = V_b$ ist und V_{a_1} seinen niedrigsten Wert hat.

Die Anodenspannung von B_1 und von B_2 hat also die Form eines Rechteckimpulses. Abb. 2 zeigt ein Beispiel für diese Form, wobei erkennbar ist, daß sich die beiden Spannungen genau in Gegenphase befinden.

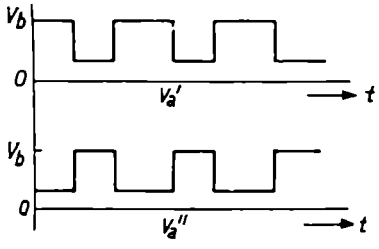


Abb. 2. Anodenspannungsverlauf an den beiden Röhren einer oszillierenden Multivibratorstufe.

Das Schaltbild einer oszillierenden Multivibratorstufe wird meistens wie in Abb. 3 gezeichnet. In den Einzelteilen und der Wirkungsweise besteht kein Unterschied zu der Stufe nach Abb. 1.

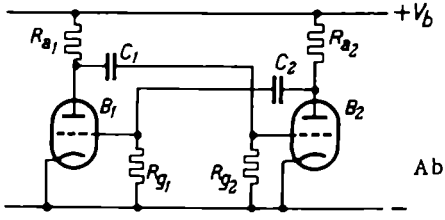


Abb. 3. Oszillierende Multivibratorstufe in der üblichen Darstellungsweise.

Wie wir erkennen können, ist die Stufe völlig symmetrisch; beide Röhren erfüllen die gleiche Aufgabe.

Meistens verwendet man darum für oszillierende Stufen Doppeltrioden, erforderlich ist dies aus physikalischen Gründen jedoch nicht. Man kann auch sehr gut zwei verschiedene Röhrentypen in einer Multivibratorstufe verwenden, wie aus der Beschreibung der Arbeitsweise hervorgeht. Hierdurch lassen sich, wie noch erläutert werden wird, bestimmte Wirkungen erzielen.

Hierfür wollen wir erst die Eigenschaften der erzeugten Rechteckspannungen betrachten. Da die Rechteckspannung

der einen Röhre bei einer symmetrischen Stufe das Spiegelbild der Rechteckspannung der zweiten Röhre um eine horizontale Achse ist, genügt es, eine der beiden zu behandeln.

Abb. 4 zeigt die allgemeine Form einer solchen Rechteckspannung. Hierin ist T die Zeitdauer einer vollständigen Periode der Oszillatorschwingung, also der Reziprokwert der Frequenz.

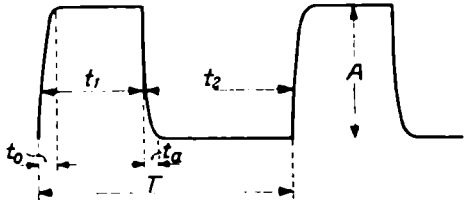


Abb. 4. Charakteristischer Verlauf einer Rechteckspannung: t_1 und t_2 = Impulsdauer; A = Impulsamplitude; t_0 und t_a = Anstiegs- bzw. Abfallzeiten des Impulses; T = Schwingungsdauer = 1/Frequenz.

Die Impulsamplitude ist mit dem Buchstaben A bezeichnet und gibt den Spannungswert der Schwingung von Spitze zu Spitze in Volt an. Die Impulsdauer des positiven Impulses ist mit t_1 und die des negativen Impulses mit t_2 bezeichnet.

Die Zeiten t_0 und t_a bestimmen zusammen mit der Amplitude die Flankensteilheiten und geben die Zeiten an, welche die Schwingung benötigt, um von ihrem niedrigsten zu ihrem höchsten Wert bzw. umgekehrt zu gelangen. Sie legen also die Abweichung der Schwingung von der idealen Rechteckform fest.

Wir wollen nun die erwähnten Eigenschaften der Reihe nach eingehender betrachten.

1.2 Die Bestimmung der Impulsamplitude

Aus der Beschreibung der Wirkungsweise konnten wir entnehmen, daß sich eine Röhre in einer Multivibratorstufe während der weitaus größten Zeit in einem der beiden semistabilen Zustände befindet; sie ist nämlich entweder gesperrt, oder es fließt der maximale Strom bei

Gitterspannung Null. Ist die Röhre gesperrt, so ist die Anodenspannung gleich der Speisespannung, wenigstens dann, wenn nichts weiter an die Anode angeschlossen ist. Die Anodenspannung bei Gitterspannung Null wird durch die Daten der verwendeten Röhre bestimmt und kann am besten aus der I_a/V_a-Kennlinie abgeleitet werden.

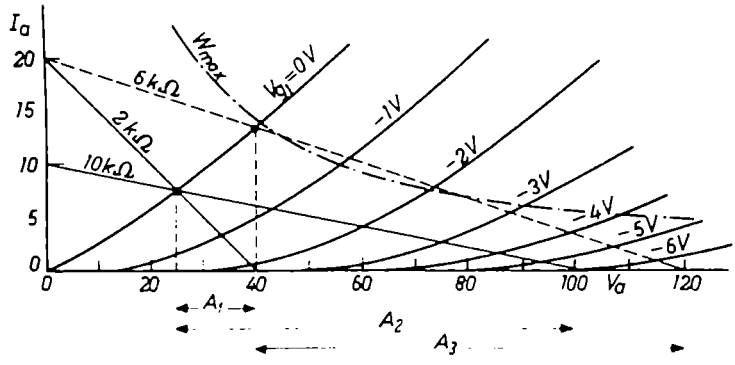


Abb. 5. Bestimmung der Impulsamplitude aus den I_a/V_a-Kennlinien einer Triode.

Abb. 5 zeigt eine solche Kennlinie für eine Triode. Wie als bekannt vorausgesetzt werden darf, kann der Anodenwiderstand als Belastungsgerade in diese Kennlinie eingezeichnet werden, indem man den Punkt auf der V_a-Achse, welcher der verfügbaren Speisespannung entspricht, mit dem Punkt auf der I_a-Achse verbindet, der mit $I_a = \frac{V_a}{R_a}$ übereinstimmt.

In Abb. 5 ist dies als Beispiel für einen Widerstand R_a von 2 kΩ, 6 kΩ und 10 kΩ bei einer Speisespannung von 40, 120 bzw. 100 V durchgeführt. Der Schnittpunkt dieser Belastungsgeraden mit der Kennlinie für $V_{g_1} = 0$ V gibt die Anodenspannung (und auch den Anodenstrom) bei dieser Einstellung an. Der Unterschied zwischen der Speisespannung und der gefundenen Anodenspannung (s. gestrichelte Linie) ist damit die maximale Impulsamplitude die bei dieser Röhre diesem Anodenwiderstand und

dieser Speisespannung erreicht werden kann. Aus den gegebenen Beispielen folgt, daß ein größerer Anodenwiderstand und eine höhere Speisespannung jeweils eine größere Impulsamplitude liefern. Bei einer höheren Speisespannung muß man darauf achten, daß man nicht die maximale Anodenverlustleistung überschreitet. Dies ist der Fall, wenn der Schnittpunkt mit der Kennlinie für $V_{g_1} = 0$ außerhalb des Gebietes liegt, welches durch die gestrichelte Kurve W_{max} begrenzt wird. Bei einer Multivibratorschaltung ist es nicht so entscheidend, wenn die Belastungsgerade durch dieses Gebiet läuft, wie z.B. für die Gerade 6 kΩ dargestellt ist, weil die Zeit, in der dieses Gebiet durchlaufen wird, nur äußerst kurz ist.

Ein hoher Anodenwiderstand setzt, wie wir sehen werden, die Flankensteilheit herab. In vielen Fällen ist diese jedoch nicht so wichtig, und so sind zahlreiche Variationen des Anodenwiderstandes möglich.

Bei einem kleinen Anodenwiderstand gerät man schon bald in das Gebiet der maximal zulässigen Anodenverlustleistung, es sei denn, daß man eine niedrige Speisespannung verwendet. In diesem Fall ist jedoch die erreichbare Amplitude wieder stark begrenzt.

1.3 Bestimmung der Impulsdauer

Zur Bestimmung der Impulsdauer muß man den Verlauf der Gitterspannung kennen. Wie wir in der vorangegangenen Beschreibung der Wirkungsweise gesehen haben, wird die Spannung am Gitter einer der Röhren plötzlich stark negativ, weil die Anodenspannung der anderen Röhre, die über einen Kondensator mit diesem Gitter verbunden ist, plötzlich um die Impulsamplitude von der Speisespannung auf ihren niedrigsten Wert sinkt.

Die betreffende Anode behält dieses niedrige Potential bei, die Gitterspannung dagegen beginnt sofort zu steigen, weil der entsprechende Trennkondensator entladen wird. Dieser Kondensator war ja vor dem Kippen auf die volle Speisespannung aufgeladen und will sich nun auf den neuen

Zustand einstellen, nämlich auf eine Spannung, die der Speisespannung abzüglich der am Anodenwiderstand der anderen Röhre abgefallenen Impulsamplitude entspricht. Dieser Entladungsstrom läuft von der positiven Seite des Kondensators durch den Anodenwiderstand der anderen Röhre (entgegengesetzt dem Anodenstrom dieser Röhre), durch den Innenwiderstand der Speisequelle (von + nach -) und schließlich durch den Gitterwiderstand zur negativen Seite des Kondensators, die mit dem Steuergitter verbunden ist. Nun sind der Anodenwiderstand und der Innenwiderstand der Speisequelle meist viel kleiner als der Gitterwiderstand, und darum braucht man die beiden erstgenannten Widerstände hier nicht zu berücksichtigen.

Aus diesem Grunde ändert sich die Anodenspannung der anderen Röhre durch den Entladungsstrom nicht nennenswert.

Das Laden und Entladen eines Kondensators erfolgt stets nach einer sogenannten e-Funktion, wenigstens dann, wenn im Lade- und Entladekreis keine induktiven Widerstände vorhanden sind. Eine solche e-Funktion ist in Abb. 6 wie-

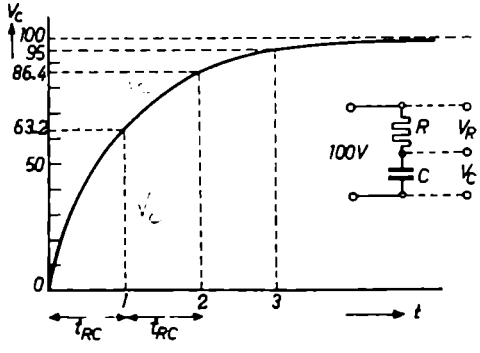


Abb. 6. Spannungsverlauf an einem Kondensator bei 100 V Speisespannung als Funktion der Zeit nach einer e-Funktion.

dergegeben. Auf der vertikalen Achse ist die Spannung und auf der horizontalen die Zeit aufgetragen. Die Kurve zeigt also den Verlauf der Kondensatorspannung V_C als Funktion der Zeit, ausgehend von $V_C = 0$ im Augenblick $t = 0$. Die Zeit, die erforderlich ist, damit V_C auf 0,632 der angeleg-

ten Speisespannung steigt, nennt man die Zeitkonstante R·C.

Die Zeitkonstante ist umso größer, je größer der Kondensator ist; es muß ja bei einem größeren Kondensator durch denselben Widerstand eine größere Ladung hindurchfließen, was mehr Zeit erfordert. Sie ist auch umso größer, je größer der Widerstand ist; die Stromstärke, also die Ladung je Zeiteinheit, verhält sich umgekehrt proportional zum Widerstand bei einer gegebenen Spannung. Die Zeitkonstante, also die Zeit, die erforderlich ist, um die Spannung auf 0,632 der angelegten Spannung zu erhöhen, hängt ausschließlich von dem Widerstand und der Kapazität ab, und ist, in Sekunden ausgedrückt, gleich dem Produkt des Widerstands in Megohm und der Kapazität in Mikrofarad. In Mikrosekunden gerechnet, ist die Zeitkonstante das Produkt von Widerstand in Megohm und Kapazität in Pikofarad.

Ein Beispiel: R = 1,2 Megohm, C = 820 pF. Die Zeitkonstante dieser Kombination ist also 1,2 x 820 Mikrosekunden = 984 Mikrosekunden.

Ist die durch die Zeitkonstante definierte Zeit erreicht, steigt die Spannung weiter (s. Abb. 6) nach derselben e-Funktion. Man kann die folgende Zeit als einen neuen Vorgang mit einer Anfangsspannung von 100 - 63,2 = 36,8 V betrachten. Nach einer weiteren Zeitkonstante ist die Spannung auf 0,632 . 36,8 V = 23,2 V gestiegen. Zählt man diese Spannung zu 63,2 V hinzu, ergeben sich 86,4 V. Nach der gleichen Rechnung beträgt nach drei Zeitkonstanten die Spannung 95 V usw.

Je mehr die Spannung V_C am Kondensator steigt, um so mehr fällt die Spannung V_R über dem Widerstand. Diese Spannung verläuft über die Zeit nach derselben e-Funktion, jedoch mit umgekehrten Vorzeichen. Der Verlauf ist in Abb. 7 wiedergegeben.

Beim Entladen eines Kondensators über einen Widerstand fällt die Spannung ebenfalls nach derselben e-Funktion der Abb. 7. Nach einer Zeitkonstante ist die Spannung auf 0,368 der ursprünglichen Spannung gefallen, nach zwei Zeitkonstanten auf 0,136, nach drei Zeitkonstanten auf 0,05

usw. Die Spannungen V_C und V_R sind in diesem Fall naturgemäß gleich.

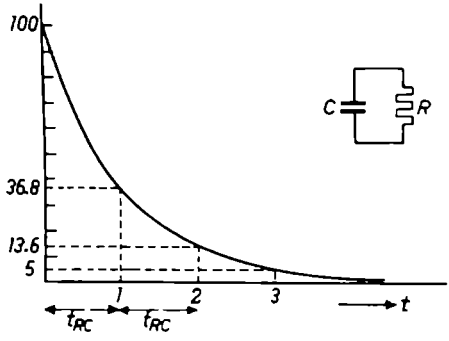


Abb. 7. Entladung eines Kondensators, der auf 100 V aufgeladen war, als Funktion der Zeit. Entspricht gleichzeitig dem Spannungsverlauf an V_R aus Abb. 6. Schliesslich allgemeine e-Funktion zur Berechnung von Impulsdauern.

Die Gitterspannung verläuft in einer Multivibratorstufe so, wie in Abb. 8 wiedergegeben. Im Zeitpunkt t_1 fällt, wie wir erfahren haben, die Gitterspannung von 0 Volt um die Impulsamplitude V_A auf ihren niedrigsten Wert. In Wirklichkeit stimmt dies nur dann, wenn die Schaltung in einer unendlich kurzen Zeit, also mit unendlich großer Flankensteilheit, kippt. Für praktische Berechnungen darf man dies im allgemeinen annehmen. Die Gitterspannung beginnt dann unmittelbar nach der e-Funktion, die durch den R-Wert des Gitterwiderstandes und den C-Wert des entsprechenden Trennkondensators bestimmt wird, zu steigen. Wenn die Gitterspannung die Sperrspannung der Röhre erreicht hat, kippt die Stufe, und die Gitterspannung steigt schnell bis 0 Volt. Die Sperrspannung V_{g_0} hängt vom Röhrentyp und der Anodenspannung ab und kann aus der I_a/V_g-Kennlinie bestimmt werden. In Abb. 8 ist dies im Zeitpunkt t_2 der Fall, und die Zeit $t_2 - t_1 = t_B$ ist also gleich der Dauer des positiven Impulses der betreffenden Röhre. Die Zeit zwischen t_2 und t_3 entspricht der Dauer des positiven Impulses der anderen Röhre; im Zeitpunkt t_3 fällt wieder die Gitterspannung um die Impulsamplitude, und es beginnt derselbe Spannungsverlauf aufs neue.

Die Impulsdauer wird also durch das Verhältnis V_{g_0} zu

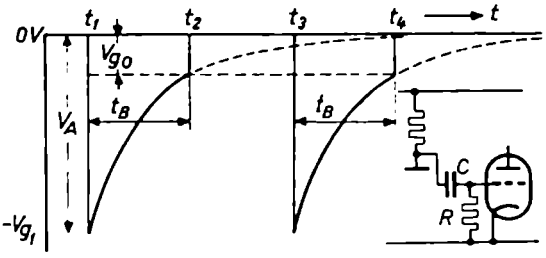


Abb. 8. Gitterspannungsverlauf in einer Multivibratorstufe, in der der Gitterwiderstand mit der Katode (0V Linie) verbunden ist. Die gestrichelte Linie zeigt den Spannungsverlauf beim Fehlen des Anodenstromes.

V_A definiert, denn dieses Verhältnis bestimmt, welcher Teil der e-Funktion gebraucht wird. In Abb. 8 beträgt dieses Verhältnis 20%. Aus Abb. 7, in der eine allgemeine e-Funktion wiedergegeben ist, kan abgeleitet werden, daß 20% mit 1,7 t_{RC} übereinstimmen. Sind die R- und C-Werte bekannt, so kann die Impulsdauer also durch Multiplikation der Zeitkonstante mit 1,7 berechnet werden. Umgekehrt kann man, um eine bestimmte Impulsdauer zu erhalten, die gewünschte Zeit durch 1,7 teilen und auf diese Weise das nötige Produkt R·C feststellen.

Hieraus können wir entnehmen, daß die Impulsdauer von folgenden Faktoren abhängt.

1. Von dem verwendeten Röhrentyp; hierdurch wird nämlich die Sperrspannung V_{g_0} bestimmt, die ihrerseits wieder von

2. der Speisespannung abhängt. Die Speisespannung hat, wie wir oben erfahren haben, gleichzeitig Einfluß auf

3. die Impulsamplitude, denn diese Amplitude bestimmt das Verhältnis V_{g_0}/VA.

4. Von der Zeitkonstante, die als einstellbare Größe direkt die Impulsdauer bestimmt.

5. Von der Spannung, die zwischen dem unteren Ende des Gitterwiderstandes und der Katode der betreffenden Röhre anliegt.

Die Punkte 1, 2, 3 und 5 ergeben bei einer bestimmten Einstellung zusammen einen festen Faktor, mit dem die Zeitkonstante multipliziert werden muß.

Dieser fünfte Punkt wurde noch nicht behandelt, weil diese Spannung in dem gewählten Beispiel 0 Volt betrug und deswegen keine Rolle Spielte. Es kommt jedoch häufig vor, daß der Gitterwiderstand nicht an seinem unteren Ende mit der Katode, sondern mit einer positiven Spannung, z. B. der Speisespannung verbunden ist. Das Arbeitsprinzip verändert sich hierdurch praktisch nicht, weil wir annehmen dürfen, daß bei den üblichen hohen Gitterwiderständen infolge des Gitterstromes die Gitterspannung im Ruhezustand in den meisten Fällen Null beträgt. Inwieweit dies zutrifft, hängt von der Gitterstromkennlinie der verwenderen Röhre und von der Größe des verwendeten Gitterwiderstandes ab.

Auch jetzt ändert sich die Gitterspannung in derselben Weise; sie fällt um die Impulsamplitude, steigt nach einer e-Funktion bis zur Sperrspannung und läuft dann schnell nach Null zurück. Nur ist der Teil der gesamten e-Funktion, der durchlaufen wird, jetzt kleiner geworden. Zum besseren Verständnis betrachten wir noch einmal Abb. 8. Wäre das Gitter nicht angeschlossen, so würde die Gitterspannung weiter als bis zum Zeitpunkt t_2 durchlaufen, und zwar entlang der gestrichelten Linie. Nach einer theoretisch unendlichen Zeit würde diese Kurve bei Null ankommen. Der Kondensator ist dann auf den niedrigsten Anodenspannungswert entladen; es fällt keine Spannung am Gitterwiderstand mehr ab. Dies ist schließlich der Ruhezustand. Wenn der Gitterwiderstand nicht mit Null, sondern beispielsweise mit 200 V verbunden ist, wird auch der Strom durch den Widerstand erst dann aufhören, wenn die "Gitterspannung" + 200 V geworden ist. Auch hierbei wird vorausgesetzt, daß das Gitter nicht angeschlossen ist.

Dies ist in Abb. 9 wiedergegeben. Da aber das Gitter angeschlossen ist, kippt die Stufe, wenn die Gitterspannung den Wert Vg_0 erreicht hat. Wir sehen in Abb. 9, daß jetzt ein viel größerer Teil der gesamten e-Funktion nicht

durchlaufen wird, und zwar ein Teil $\frac{V_{g_0} + 200}{V_A + 200}$. In dem Beispiel vom Abb. 9 beträgt dieser Teil $\frac{220}{300} = 0{,}73$ oder 73%.

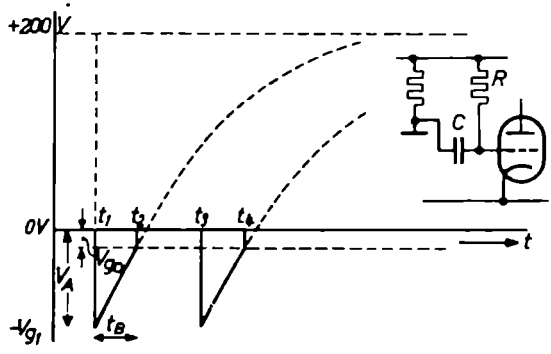


Abb. 9. Gitterspannungsverlauf in einer Multivibratorstufe, in welcher der Gitterwiderstand mit der 200 V-Anodenspeisespannung verbunden ist.

Aus Abb. 7 läßt sich ableiten, daß dies etwa $0{,}33\,t_{RC}$ entspricht. Im Vergleich zum vorhergehenden Beispiel ist der Impuls gut fünfmal kürzer geworden. Der Anschluß des Gitterwiderstandes an verschiedene Spannungen bietet also eine Möglichkeit, die Impulsdauer zu variieren. Aus den Abbildungen 8 und 9 ist ersichtlich, daß bei hoger Spannung die Steilheit der e-Funktion in dem Punkte, in welchem sie die V_{g_0}-Linie schneidet und das Kippen einleitet, größer ist als bei einer niedrigen Spannung. Die Impulsdauer ist dadurch genauer festgelegt.

Es versteht sich daß eine hohe Spannung für den Gitterwiderstand gewählt wird, wenn die verlangte Impulsbreite nur klein ist (in der Grossenordnung von Mikrosekunden), weil dann nicht zu kleine Kondensatorwerte angewandt zu werden brauchen und dazu die Genauigkeit größer ist.

Niedrigere Spannungen werden dagegen verwendet, um

eine lange Impulsdauer zu erhalten (in der Größenordnung von mehreren Sekunden), weil dann der Kondensator nicht unhandlich groß zu werden braucht. Der Gitterwiderstand wird nämlich meistens schon deswegen, weil er wesentlich größer als der Anodenwiderstand sein muß, in der Größenordnung von 1 Megohm gewählt.

1.4 Flankensteilheiten

Die Flankensteilheiten werden durch das Verhältnis zwischen der Amplitude und der Zeit bestimmt, die erforderlich ist, um vom höchsten bis zum niedrigsten Wert zu gelangen oder umgekehrt. Hierbei kann wieder zwischen der Steilheit beim Anstieg und beim Abfall der Spannung unterschieden werden.

Im ersten Augenblick könnte man den Eindruck gewinnen, daß die Flankensteilheit in erster Linie von der Gesamtverstärkung der Stufe abhänge, die für den Lawinen-Effekt verantwortlich ist. Diese spielt natürlich auch eine Rolle: eine große Steilheit der verwendeten Röhren vergrößert tatsächlich die Flankensteilheit. Ein großer Anodenwiderstand, welcher die Verstärkung auch vergrößern müßte, hat jedoch eine entgegengesetzte Wirkung, und zwar aus folgenden Gründen (s. Abb. 3):

Wenn die Röhre B_1 beim Kippen der Stufe gesperrt wird, fällt der Anodenstrom durch R_{a1} weg, und die Anodenspannung steigt auf die Speisespannung an, wobei die erforderliche Zeit durch folgende Faktoren mitbestimmt wird. Uber den Kondensator C_1 wird die Spannungsänderung auf das Gitter von B_2 übertragen. Dies hat keinen Einfluß, solange die Gitterspannung noch negativ ist, aber sobald der Gitterstrom zu fließen beginnt, wird der Kondensator C_1 über R_{a1} und die Gitter-Katodenstrecke aufgeladen. Wenn wir annehmen, daß der Widerstand der Gitter-Katodenstrecke klein gegenüber R_{a1} ist, wird die Zeit, in der diese Ladung erfolgt, nur durch R_{a1} und C_1 bestimmt. Die Anodenspannung von B_1 steigt dann auch nicht mehr senk-

recht, sondern nach einer e-Funktion an (s. Abb. 4). Die Zeit hängt wieder von der betreffenden Zeitkonstante ab, aber in diesem Fall sind sogar 3 Zeitkonstanten nötig, um auf 95% der Amplitude zu gelangen. Wenn R_{a_1} zehnmal kleiner als R_{g_2} ist, so besteht, wenn wir das Beispiel von Seite 11 betrachten, immer noch das Verhältnis der Anstiegszeit zur Impulszeit von 0,3 : 1,7 = etwa 18%. Wenn der Gitterwiderstand mit der Speisespannung verbunden ist, (s. das Beispiel auf Seite 13), wird dieses Verhältnis sogar 0,3 : 0,33 = 90%.

Da der Wert von C_1 in Abb. 3 durch die gewünschte Impulsdauer festgelegt ist, erhöht ein kleiner Anodenwiderstand die Flankensteilheit des Impulses. Um das erwähnte Verhältnis günstiger zu gestalten, scheint es auf der Hand zu liegen, für eine gewünschte Impulsdauer C_1 kleiner und R_{g_2} größer zu wählen. Grundsätzlich ist dies richtig, aber einerseits kann man bei jedem Röhrentyp R_{g_2} nicht beliebig vergrößern, andererseits C_1 auch nicht beliebig verkleinern, und zwar aus folgenden Gründen: Auch die sogenannten parasitären Kapazitäten, wie die Verdrahtungskapazität, die Anodenkapazität von B_1 und die Gitterkapazität von B_2, die zusammen etwa 15 bis 20 pF betragen können, beeinflussen die Anstiegszeit. Auch diese Kapazitäten müssen beim Ansteigen der Anodenspannung geladen werden und liefern zusammen mit R_{a_1} wieder eine Zeitkonstante, welche die Flankensteilheit beeinflußt. Solange C_1 im Vergleich zu den parasitären Kapazitäten groß ist, darf man sie vernachlässigen; wenn man jedoch C_1 zu klein macht, wird die Gesamtkapazität hauptsächlich durch die parasitären Kapazitäten bestimmt. Auch hieraus folgt wieder, daß ein niedriger Anodenwiderstand zu größeren Flankensteilheiten führt. Um dennoch zu genügenden Impulsamplituden zu gelangen, muß die verwendete Röhre sehr steil sein.

Bei der abfallenden Flanke des Impulses sind die Verhältnisse im allgemeinen günstiger. Es braucht kein Kondensator aufgeladen zu werden; nur die parasitären Kapazitäten müssen über den Innenwiderstand der Röhre B_1, der meistens wesentlich niedriger als der Anodenwiderstand ist, entladen werden.

Man darf in diesem Fall nicht mit dem üblichen Innenwiderstand $R_i = \Delta V_a / \Delta I_a$ rechnen, sondern mit dem inneren Leistungswiderstand R_{iL}, der vor allem bei Pentoden wesentlich niedriger als R_i ist *). Auch in diesem Fall entspricht die Form der abfallenden Flanke mehr oder weniger einer e-Funktion (s. auch Abb. 4).

Im allgemeinen kann man annehmen, daß die abfallende Flanke steiler als die ansteigende ist. In diesem Zusammenhang wollen wir auch noch auf eine andere Folge eines zu kleinen C_1 hinweisen (Abb. 3). Wenn diese beispielsweise ebenso groß ist wie die Gitter-Katodenkapazität von B_2, ist es leicht verständlich, daß infolge der kapazitiven Spannungsteilung die Impulsamplitude am Gitter von B_2 nur halb so groß wie die an der Anode von B_1 wird. Hierdurch wird die Impulsdauer wesentlich verkürzt.

1.5 Nadelimpulse

Eine oszillierende Multivibratorstufe kann auf einfache Weise von einem anderen Oszillator synchronisiert werden. Hierbei bedient man sich der Synchronisierungsimpulse, die häufig die Form von Nadelimpulsen und damit eine sehr kurze Impulsdauer haben. Die Dauer eines Nadelimpulses im Sinne der im Vorangegangenen beschriebenen Impulsdauer läßt sich nicht gut definieren, da beim Nadelimpuls die Vorderflanke ohne einen wesentlichen Übergang in die Rückflanke übergeht und sozusagen kein "Dach" des Impulses vorhanden ist.

Wir wollen zuerst untersuchen, wie man aus einer Rechteckspannung eine Nadelspannung ableiten kann. Dies geschieht durch Differentiation der Rechteckspannung mit Hilfe eines RC-Filters mit relativ kleiner Zeitkonstante.

In Abbildung 10 ist diese Umformung bei einer idealen Rechteckspannung wiedergegeben. Dank des senkrechten Anstiegs (ideale Flankensteilheit) folgt der Kondensator

*) Bei Trioden entspricht R_{iL} dem Wert V_a/I_a ($V_{g1} = 0$), bei Tetroden und Pentoden V_a/I_a unterhalb des Knies (s. Seite 50).

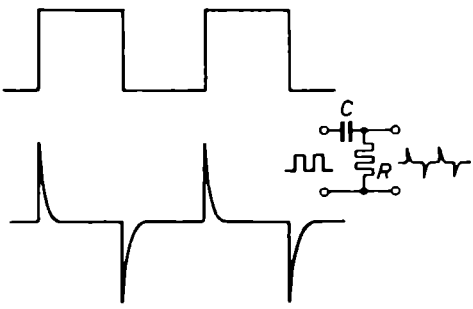


Abb. 10. Die Differentiation einer idealen Rechteckspannung mit einem RC-Filter.

diesem Anstieg über die volle Spannungsänderung, aber sobald der Momentanwert des Rechtecksignals konstant geworden ist, entlädt sich der Kondensator C über den Widerstand R nach der bekannten e-Funktion. Die Dauer des Nadelimpulses hängt dann nur von der Zeitkonstante des Filters ab, wenn R viel größer als der Innenwiderstand der Spannungsquelle ist. Diese Zeitkonstante wird darum auch viel kleiner gewählt als die Dauer des Rechteckimpulses; dies entspricht bei einem hohen Widerstandswert einem niedrigen Wert des Koppelkondensators C. Die Spannung am Widerstand R ist schon lange wieder Null geworden, wenn an der abfallenden Flanke des Rechteckimpulses die Spannung am Eingang des Filters plötzlich fällt. Es ist offensichtlich, daß jetzt am Filterausgang ein negativer Nadelimpuls entsteht, der wieder dieselbe Dauer, Größe und Form wie der positive besitzt. Positive und negative Nadelimpulse wechseln sich also regelmäßig ab; dabei entspricht die steile Flanke der Impulse dem Zeitpunkt, an dem sich die Rechteckspannung sprunghaft verändert.

Es wird sich zeigen, daß man zum Synchronisieren entweder ausschließlich positive oder negative Nadelimpulse braucht und daß die nicht erforderlichen Nadelimpulse stören können. In Abb. 11 ist angegeben, wie man entweder die positiven (a) oder die negativen (b) Nadelimpulse dadurch entfernen kann, dass man eine Diode, z. B. eine Germaniumdiode, zu R parallel schaltet. In Abbildung 11a sehen wir, daß die Diode beim Ansteigen der Spannung Strom

durchläßt. Bei einer geeigneten Diode wird der Widerstand bei nur einigen Zehntel Volt bereits zo niedrig, daß man sie, bezogen auf den Innenwiderstand der Spannungsquelle, als einen Kurzschluß betrachten kann.

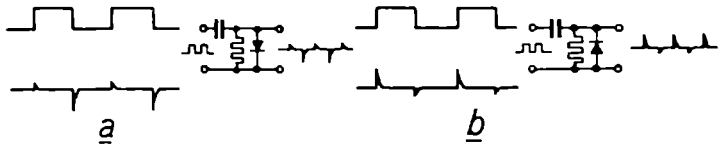


Abb. 11. Unterdrückung positiver bzw. negativer Nadelimpulse mit einer Germaniumdiode.

Der Kondensator C wird also schnell auf die Spitzenspannung der Rechtimpulses aufgeladen und behält diese Spannung während der Dauer des positiven Impulses. Die Ausgangsspannung des Filters steigt also nur wenig an (sie ist durch die Diode annähernd kurzgeschlossen); der sich einstellende Wert is abhängig vom Diodenwiderstand und dem Innenwiderstand der Spannungsquelle. Bei der abfallenden Flanke dagegen folgt die Ausgangs- der Eingangsspannung, weil die Diode in der Sperrrichtung einen hohen Widerstand hat. Die Diode hat jetzt keine Wirkung, und am Ausgang entsteht wie ohne Diode der negative Nadelimpuls. Polt man die Diode um (Abb. 11b), kann man auf dieselbe Weise erreichen, daß nur die positiven Nadelimpulse übrig bleiben.

Wir wollen jetzt auf die Größe des Filterkondensators C zurückkommen. Für einen schmalen Nadelimpuls ist eine kleine Kapazität wünschenswert. Bei der idealen Rechteckspannung kann diese auch sehr klein sein, aber es gibt auch hier in der Praxis Grenzen, weil, wie wir oben gesehen haben, die Flanken nicht ideal steil sind.

In Abb. 12 ist wiedergegeben, welchen Einfluß die Abrundung eines positiven Rechteckimpulses auf den Nadelimpuls bei der Differentiation hat. Wenn wir zuerst die ansteigende Flanke betrachten, sehen wir, daß — wie dies übrigens bei jeder e-Funktion der Fall ist — der Anfang

ziemlich steil ist, aber dann allmählich weniger steil wird. Anfangs folgt die Spannung über R dem Spannungsanstieg ziemlich gut, weil über den Widerstand nur eine verhältnismäßig geringe Ladung des Trennkondensators abfließen kann.

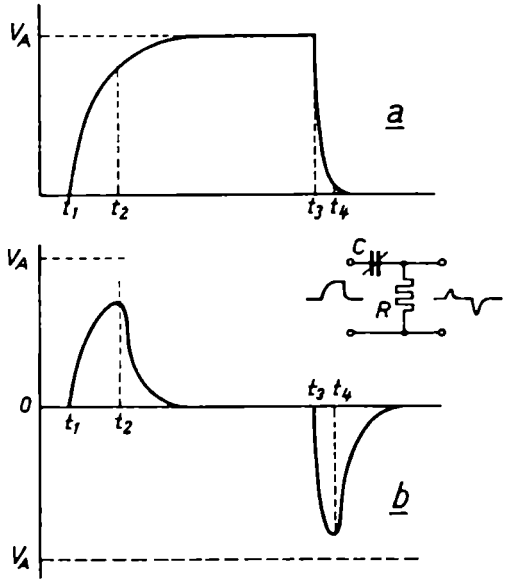


Abb. 12. Differentiation einer nicht idealen Rechteckspannung.
a. Die positive Rechteckspannung mit abgerundeten Flanken.
b. Die daraus abgeleiteten Nadelimpulse nach der Differentiation.

Je länger der Vorgang aber dauert, desto langsamer steigt einerseits die Spannung, desto mehr Ladung fließt andererseits ab. Es kommt also ein Zeitpunkt, in dem sich diese beiden Faktoren gegenseitig aufheben; dies bedeutet, daß die Ausgangsspannung nicht weiter steigt.

In Abb. 12 ist dieser Fall im Zeitpunkt t_2 wiedergegeben. Danach fällt die Kurve immer schneller, weil die

Spannung immer langsamer ansteigt und das Abfließen der Ladung durch den Widerstand sich immer stärker der e-Funktion nähert. Man kann sich den entstandenen Nadelimpuls aus zwei e-Funktionen aufgebaut denken: die eine von der Vorderflanke des Rechteckimpulses und die andere vom RC-Filter.

In jedem Fall ist es deutlich, daß die Amplitude des Nadelimpulses kleiner als die des Rechteckimpulses geworden ist. Im allgemeinen wird diese Größe durch die Zeitkonstante des Filters bestimmt und ist umso kleiner, je kleiner die Zeitkonstante ist.

Mit derselben Erklärung kann man zeigen, daß bei der abfallenden Flanke, welche, wie wir gesehen haben, steiler verläuft, die Amplitude des negativen Nadelimpulses bei ein und demselben Filter größer ausfällt (s. auch Abb. 12). In beiden Fällen kann man, wenn man den Kondensator des Filters als Trimmer ausführt, die Amplitude des Nadelimpulses nach Belieben einstellen.

1.6 Synchronisieren

In Abb. 13 sind zwei Multivibratoren (I und II) dargestellt. Die Anode der Röhre B_2 des Oszillators I ist über

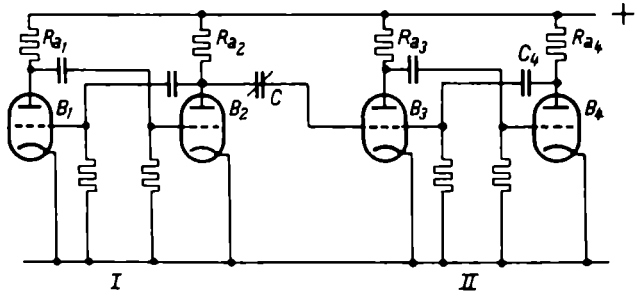


Abb. 13. Ankopplung des Hauptoszillators I an den zu synchronisierenden Oszillator II über den Trimmer C.

den Trimmer C mit dem Steuergitter der Röhre B_3 des Oszillators II verbunden.

Wir wollen Oszillator I den Hauptoszillator nennen, weil Oszillator II mit I synchronisiert werden soll. Hierzu ist es, wie wir unten sehen werden, erforderlich, daß die Frequenz von II niedriger als die von I ist.

Die Rechteckspannung an der Anode von B_2 wird durch das RC-Filter, welches von dem Trimmer C und dem Anodenwiderstand R_{a4} gebildet wird, differenziert. Wir setzen voraus, daß $C_4 \gg C$ und der Gitterwiderstand von $B_3 \gg R_{a4}$ ist, so daß in diesem Fall der Gesamtwiderstand durch R_{a4} bestimmt wird. Wenn B_4 im Zeitpunkt der Impulszuführung Strom führt, muß man sich dazu noch den Widerstand der Röhre B_4 parallel zu R_{a4} denken.

Im allgemeinen kann man den benötigten Wert dadurch finden, daß man den Trimmer so weit eindreht, bis man eine zuverlässige Synchronisierung erhält. Daß eine Synchronisierung möglich ist, wollen wir anhand der Abb. 14 zeigen. In dieser Abbildung sehen wir unter 1 den Verlauf der Anodenspannung der Röhre B_2 (R_{a2}). Unter 2 erkennen wir den Verlauf der Anodenspannung der Röhre B_3 (R_{a3}). Da die Frequenz dieser Stufe niedriger ist, sind die Rechteckimpulse länger (die Kurven sind über derselben Zeitachse aufgetragen). Wir beginnen links den Spannungsverlauf mit einem beliebigen Phasenunterschied zwischen den beiden Schwingungen aufzutragen, sehen also, was sich in einem beliebigen Augenblick des Einschaltens ereignet. Unter 3 ist der bekannte Verlauf der Gitterspannung von B_3 wiedergegeben; dieser Gitterspannung werden also die Nadelimpulse überlagert, die aus der Spannung an R_{a2} (Kurve 1) herrühren und unter 4 noch einmal wiedergegeben werden.

Wir können in dieser Abbildung folgendes erkennen:

Der negative Impuls 1 hat keine Wirkung, da er an ein Gitter kommt, welches bereits negativ ist.

Der positive Impuls 2 wird durch den Gitterstromeinsatz von B_2 unterdrückt, wie wir an der wesentlich kleineren Amplitude in Kurve 3 erkennen können.

Die Impulse 3, 5 und 7 verhalten sich wie Impuls 1, die Impulse 4 und 6 wie Impuls 2.

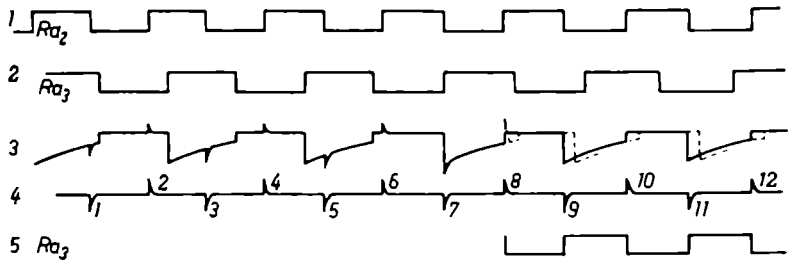


Abb. 14. Rechteck- und Nadelimpulse bei Synchronisierung.
1. Rechteckimpuls des Hauptoszillators.
2. Original-Rechteckimpuls des zu synchronisierenden Oszillators.
3. Gitterspannung des zu synchronisierenden Oszillators.
4. Synchronisierungsimpulse des Hauptoszillators.
5. Rechteckimpuls des synchronisierten Oszillators.

Impuls 8 dagegen ist positiv und kommt auf das noch negative Gitter. Bei ausreichender Amplitude wird hierdurch das Kippen der Stufe vorverlegt. Dieser Vorgang wiederholt sich jetzt bei jedem weiteren Impuls. Auch der negative Impuls 9 kommt auf ein noch positives Gitter; in der Röhre B_3 wird er verstärkt und als positiver Impuls an das Gitter von B_4 (s. Abb. 13) weitergegeben, das in diesem Augenblick noch negativ ist. In bekannter Weise wird jetzt das Kippen der Stufe eingeleitet.

Alle folgenden Impulse kommen, wie man leicht erkennen kann, in einem für das Kippen der Stufe II günstigen Augenblick an, so daß die Impulsdauer der Stufe II genau gleich der der Stufe I, des Hauptoszillators, wird.

In Abb. 14.3 geben die gestrichelten Linien noch die ursprüngliche Dauer der Rechteckimpulse der Stufe II an, die jetzt durch jeden Nadelimpuls des Oszillators I auf die Impulsdauer dieses Oszillators verkürzt werden. Kurve 5 gibt die endgültige Form der Spannung über R_{a3} an, wenn die Synchronisierung eingesetzt hat. Diese Spannung ist

also in Gegenphase zu der Spannung über R_{a2} und in Phase mit der Spannung über R_{a1}.

In Abb. 13 haben wir gesehen, daß der Koppelkondensator (der Trimmer C) mit dem Steuergitter von B_3 verbunden ist. Dies ist auch solange möglich, wie $C \ll C_4$. Wenn jedoch in derselben Größenordnung wie C_4 liegt, werden die Verhältnisse schwieriger. Nicht nur, daß diese beiden Kondensatoren einen kapazitiven Spannungsteiler bilden, durch welchen die Impulsdauer von B_3 verkleinert wird; außerdem beeinflußt die Amplitude der Anodenspannung von B_2 die Impulsdauer. Diese unerwünschten Einflüsse werden jedoch beseitigt, wenn man den Trimmer mit der Anode von B_4 verbindet. Das Prinzip wird hierdurch nicht geändert; für die Synchronisierung kann also dieselbe Erklärung beibehalten werden.

Was in diesem Fall jedoch auffällt, ist, daß das Ganze völlig symmetrisch geworden ist und jeder Unterschied zwischen Hauptoszillator und zu synchronisierender Oszillator verschwunden ist. Wir haben jedoch gesehen daß trotzdem der zweite Oszillator sich auf die Frequenz des Ersten einstellt. Der Hauptoszillator ist also jener Oszillator der die höchste Frequenz hat, oder anders gesagt, der zu synchronisierende Oszillator muß eine niedrigere Eigenfrequenz haben als der Hauptoszillator.

In der Praxis wird es meistens wenig Sinn haben, wie in dem gegebenen Beispiel zwei Oszillatoren völlig aneinander anzugleichen. Manchmal kann es jedoch zweckmäßig sein, den zweiten Oszillator mit einer anderen oder sogar mit einer einstellbaren Impulsdauer arbeiten zu lassen.

In Abb. 15 sind die Spannungsdiagramme einer solchen Schaltung wiedergegeben.

In Kurve 1 ist die Spannungsform des Hauptoszillators, in Kurve 2 die des zu synchronisierenden Oszillators wiedergegeben. Dieser hat einen längeren positiven und einen kürzeren negativen Rechteckimpuls mit einer längeren Periode als der Hauptoszillator.

Kurve 3 zeigt den Verlauf der Gitterspannung des zu synchronisierenden Oszillators mit den hierauf überlagerten, vom Hauptoszillator kommenden Synchronisierungsimpulsen der Kurve 4.

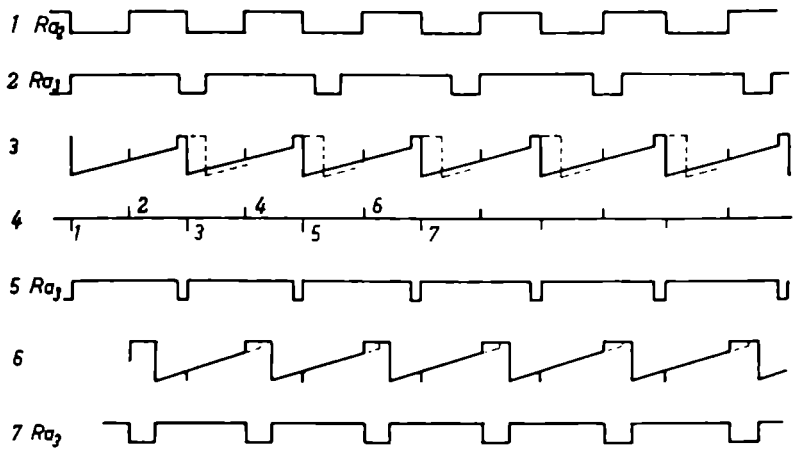


Abb. 15. 1. Rechteckimpuls des Hauptoszillators.
2. Rechteckimpuls des zu synchronisierenden Oszillators.
3. Gitterspannung des zu synchronisierenden Oszillators.
4. Vom Hauptoszillator kommende Synchronisierungsimpulse.
5. Impulsform des synchronisierten Oszillators, wenn mit den negativen Synchronisierungsimpulsen synchronisiert wird.
6. Gitterspannung des zu synchronisierenden Oszillators, wenn mit den positiven Synchronisierungsimpulsen synchronisiert wird.
7. Resultierende Rechteckimpulsform für Fall 6.

Impuls 1 hat keinen Einfluß, denn er ist negativ und fällt mit der Richtung der Gitterspannung zusammen.

Impuls 2 könnte, wenn er groß genug wäre, die Stufe zum Kippen bringen. Wir wollen zuerst annehmen, daß er noch zu klein ist.

Impuls 3 hat dann das richtige Vorzeichen, und die Stufe wird über ihre zweite Röhre zum Kippen gebracht.

Impuls 4, der wiederum positiv ist, kommt unter genau denselben Umständen wie Impuls 2 an und ändert demnach nichts.

Impuls 5 wirkt sich wieder wie 3 aus und bringt die Stufe zum Kippen; dieser Vorgang wiederholt sich bei jedem weiteren negativen Impuls.

Die Stufe wird also synchronisiert, aber nur durch die negativen Nadelimpulse. Hierfür benötigen wir nur eine

kleine Amplitude, weil sie in der Röhre, auf deren Gitter der Nadelimpuls trifft, weiter genügend verstärkt wird. Die resultierende Rechteckimpulsform des zweiten Oszillators ist für diese Art der Synchronisierung unter 5 wiedergegeben.

Wird der Synchronisierungsimpuls vergrößert, kann es jedoch vorkommen, daß die positiven Nadelimpulse 2, 4 usw. genügend groß sind, um die Stufe zum Kippen zu bringen.

In Abb. 15.6 können wir erkennen, daß jetzt die negativen Nadelimpulse keine Wirkung mehr haben können. Die resultierende Rechteckimpulsform ist unter 7 angegeben. Obwohl die Stufe auch jetzt synchronisiert ist, verändert sich die Form der Rechteckimpulse völlig. Auch die Phase ist anders geworden. Es ist deutlich, daß durch ein Umspringen der Synchronisierung Instabilitäten entstehen können. Darum ist es vorteilhaft, entweder die positiven oder die negativen Synchronisierungsimpulse, wie bereits beschrieben, zu unterdrücken.

Es sind jedoch noch andere Schwierigkeiten beim Synchronisieren von zwei Oszillatoren mit ungleicher Dauer der Rechteckimpulse zu erwarten. Es möge genügen, darauf hinzuweisen, daß in Abb. 15.5 beim negativen Spannungssprung auch ein negativer Synchronisierungsimpuls an den Hauptoszillator zurückgegeben wird, wodurch dieser vorzeitig kippen kann. Um dies zu verhüten, kann man sich einer Trennstufe bedienen, die häufig als Katodenfolgestufe geschaltet ist, so daß die vollständige Schaltung aussieht, wie in Abbildung 16 wiedergegeben.

Welchen Anforderungen müssen Synchronisierungsimpulsen genügen?

Wir wollen noch einmal zusammenfassen, welchen Anforderungen Synchronisierungsimpulse genügen müssen:

1. Sie müssen die richtige Polarität besitzen (je nach der Schaltung positiv oder negativ).
2. Sie müssen die richtige Amplitude haben. Bei Syn-

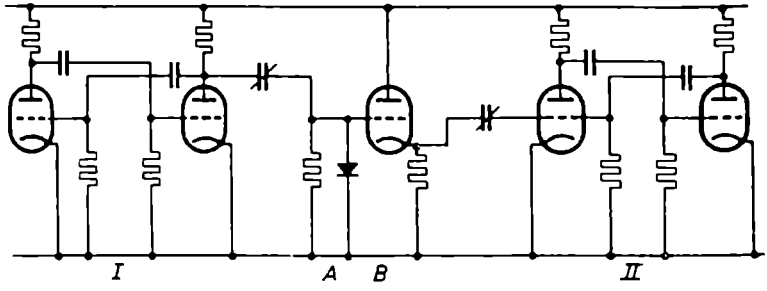


Abb. 16. I. Hauptoszillator.
II. Zu synchronisierender Oszillator.
A. Diodenschaltung zur Unterdrückung der positiven Synchronisierungsimpulse.
B. Trennstufe zur Vermeidung der Rückwirkung.

chronisierung mit einem positiven Impuls ist ein Mindestwert erforderlich, um die Gitterspannung bis über die Sperrspannung zu bringen. Dagegen benötigt ein negativer Synchronisierungsimpuls wegen der größeren Steilheit in diesem Arbeitspunkt und der damit verbundenen größeren Verstärkung der Röhre eine kleinere Amplitude als ein positiver Impuls an einem negativen Gitter.

3. Der Synchronisierungsimpuls muß wenigstens so lange andauern, daß die Stufe in dieser Zeit kippen kann. Hier spielt auch die Amplitude eine Rolle, da bei einer größeren Amplitude der Impuls länger wirksam bleibt (vergl. Abb. 12).

4. Die Dauer des Synchronisierungsimpulses und des zu synchronisierenden Rechteckimpulses dürfen nicht in der gleichen Größenordnung liegen. Darum muß auch die Amplitude des Synchronisierungsimpulses begrenzt werden.

Am einfachsten kann man die benötigten Größen durch Versuche bestimmen.

In Abb. 12 konnte man bereits sehen, daß der negative Impuls besser als der positive geformt ist; dies spricht auch für die Verwendung negativer Synchronisierungsimpulse.

1.7 Der monostabile Multivibrator

Bei der oszillierenden Multivibratorstufe wechseln zwei zeitlich stabile Zustände einander ab, bei denen die Anode der einen Röhre auf einem hohen, die der andere Röhre auf einem niedrigen Potential liegt.

Durch Vergrößerung der Zeitkonstante einer der beiden RC-Kopplungen kann man einen bestimmten Zustand bis auf Minuten verlängern, aber die Stufe muß stets nach einer gewissen Zeit kippen. Hier kann man also wirklich von einem zeitlich stabilen Zustand sprechen, der durch den Kondensator bedingt ist, der früher oder später entladen wird und die Gitterspannung wieder in das Gebiet zurückbringt, in dem Anodenstrom fließt. Wenn wir dies verhindern, haben wir eine monostabile Stufe, in der einer der beiden Zustände stabil ist. Das Prinzip einer solchen monostabilen Stufe ist in Abb. 17a wiedergegeben. Einer der Koppelkondensatoren wurde durch den Widerstand R ersetzt und die Katode der zweiten Röhre erhielt eine feste, positive Spannung zur Masse. Abb. 17b zeigt dieselbe Stufe in einer etwas übersichtlicheren Form. Das positive Katodenpotential der Röhre II ist erforderlich, um die Röhre sperren zu können, wenn die Anodenspannung der Röhre I den niedrigsten Wert erreicht hat.

Uber den Spannungsteiler $R : R_{g2}$ hat das Gitter der Röhre II auch bei dem niedrigsten Wert der Anodenspannung der Röhre I ein bestimmtes positives Potential zur Masse. Das Katodenpotential der Röhre II muß also um wenigstens die Sperrspannung positiver sein als dieses Potential, damit die Röhre völlig gesperrt wird. Dies ist der stabile Zustand. Die Anodenspannung der Röhre II ist dabei gleich V_b; die Gitterspannung der Röhre I ist gleich der Katodenspannung, also 0 V, die Röhre zieht den vollen Anodenstrom, und die Anodenspannung hat ihren niedrigsten Wert. Ohne äußere Einflüsse verbleibt die Stufe in diesem Zustand.

Damit die Stufe arbeitet, muß ein negativer Steuerimpuls dem Gitter der Röhre I oder ein positiver Steuerimpuls dem Gitter der Röhre II zugeführt werden. Im ersten

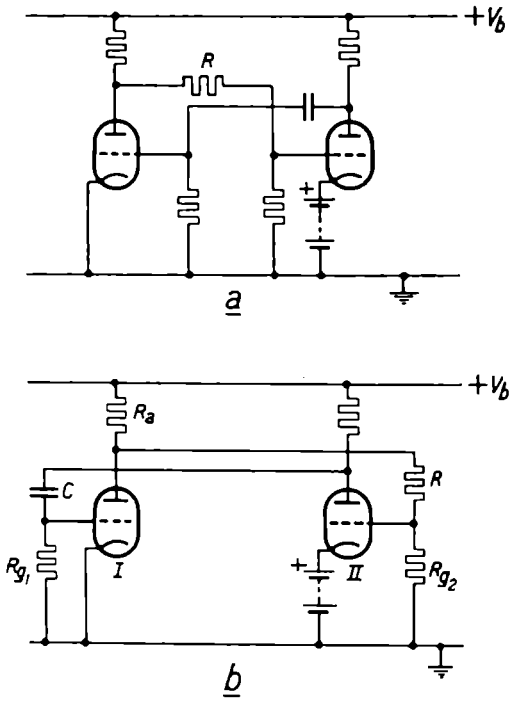


Abb. 17. Schaltbild einer monostabilen Multivibratorstufe.
a. Die beiden Unterschiede zu einer oszillierenden Stufe.
b. Die übliche Darstellungsweise.

Fall ergibt dieser negative Impuls einen verstärkten positiven Impuls an der Anode. Dieser wird um das Verhältnis des Spannungsteilers R/R_{g_2} abgeschwächt an das Gitter der Röhre II weitergegeben. Meistens überwiegt die Verstärkung in der Röhre I dieser Abschwächung, so daß die Stufe bei dieser Art der Ansteuerung empfindlicher ist, als wenn man direkt einen positiven Impuls auf das Gitter der Röhre II gibt.

Der positive Impuls an dem Gitter der Röhre II muß so groß sein, daß die Sperrspannung überschritten wird und Anodenstrom fließt. Hierdurch fällt die Anodenspannung

der Röhre II und über den Koppelkondensator auch die Gitterspannung der Röhre I. Die Anodenspannung der Röhre I und damit auch die Gitterspannung der Röhre II steigen. Dieser Vorgang läuft wieder, wie oben, lawinenartig ab.

In dem jetzt entstandenen zeitlich stabilen Zustand sind die Röhre I gesperrt, die Anodenspannung der Röhre I und Gitterspannung der Röhre II auf ihrem höchsten positiven und die Anodenspannung der Röhre II auf ihrem niedrigsten Wert.

Wie schon bei der ersten oszillierenden Stufe beschrieben, wird die Dauer dieses Zustandes – die Impulsdauer – wieder durch folgende Faktoren bestimmt:

1. die Zeitkonstante $R_{g_1} \cdot C$
2. die Impulsamplitude an der Anode der Röhre II,
3. die Sperrspannung der Röhre I,
4. die Spannung, an die der Gitterwiderstand der Röhre I (R_{g_1}) angeschlossen ist.

Die Impulsamplitude an der Anode der Röhre II wird durch die Speisespannung V_b und die Anodenspannung im gekippten Zustand bestimmt. Diese hängt, abgesehen von den Röhrendaten und dem Anodenwiderstand, von der anliegenden Gitterspannung ab, die ihrerseits durch die Werte von R_a, R, R_{g_2} und V_b gegeben ist. Da nämlich die Röhre I gesperrt ist und kein Anodenstrom fließt, wird die Gitterspannung der Röhre II durch die Formel $\frac{R_{g_2} \cdot V_b}{R_a + R + R_{g_2}}$ definiert. Zur Erzielung einer maximalen Amplitude werden diese Werte zweckmäßig so gewählt, daß das Gitterpotential der Röhre II gleich dem positiven Katodenpotential dieser Röhre wird. Weiterhin ist es erwünscht, daß $R + R_{g_2}$ groß gegenüber R_a sind. Hiermit erreicht man, daß die Amplitude an R_a und damit auch am Gitter der Röhre II möglichst groß wird. Dies hat wieder den Vorteil, daß das positive Katodenpotential der Röhre II nicht sehr groß zu sein braucht, wodurch wieder die Impulsamplitude an der Anode der Röhre II bei der verfügbaren Speisespannung größer werden kann.

Genau wie bei der oszillierenden Stufe kann man den Gitterwiderstand der Röhre I anstatt mit der Katode mit

einer höheren Spannung, z.B. V_b, verbinden. Dies wird in Abb. 18 gezeigt. Hierbij gelten dieselben Überlegungen wie bei der oszillierenden Stufe. Auch hier ist das Ergebnis eine kürzere Impulszeit bei derselben Zeitkonstante und eine genauere Impulsdauer.

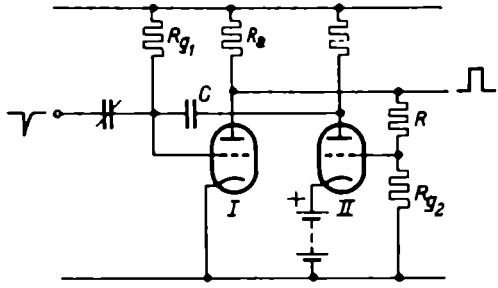


Abb. 18. Der Gitterwiderstand R_{g1} ist bei dieser monostabilen Stufe mit V_b verbunden, um kürzere Impulszeiten und größere Genauigkeit der Impulsdauer zu erzielen.

In Abb. 19 ist die zeitliche Zuordnung zwischen dem Steuerimpuls (a), dem Anodenimpuls der Röhre I (b) und dem Anodenimpuls der Röhre II (c) wiedergegeben. Da an

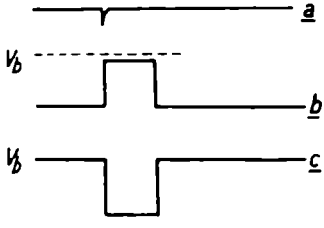


Abb. 19. a. Synchronisierungsimpuls.
b. Der an der Anode der Röhre entstehende positive Impuls. Die Anode erreicht infolge des Stromes durch den Spannungsteiler nicht ganz die Speisespannung V_b.
c. Der negative Anodenimpuls an Röhre II.

der Anode der Röhre I der Spannungsteiler R/R_{g_2} angeschlossen ist, kann, wenn die Röhre I gesperrt ist, im zeitlich stabilen Zustand die Anodenspannung der Röhre I nicht den Wert V_b erreichen. Die Differenz muß man von der erreichbaren Impulsamplitude ziehen; sie hängt, wie

oben erwähnt, von dem Verhältnis $R + R_{g_2}$ zu R_a ab.

Ein großer Wert von R (und demnach von R_{g_2}) bietet also in dieser Hinsicht Vorteile. Eine Grenze ist jedoch durch die Gitterkapazität der Röhre II gesetzt. Diese bildet mit R ein RC-Filter, welches die Flankensteilheit und die Amplitude des Steuerimpulses herabsetzen kann, wenn die Zeitkonstante zu groß ist. Die vorhandene Ladung der Gitterkapazität muß ja über R durch die ansteigende Anodenspannung der Röhre I soweit vergrößert werden, daß die Gitterspannung über die Sperrspannung hinausgelangt. Wenn die Zeitkonstante zu groß ist, ergibt sich eine Verzögerung des Spannungsanstiegs, welche durch die Zeitkonstante von $R \cdot C_g$ bestimmt wird. Bei einer Gitterkapazität C_g von beispielsweise 10 pF und einem Widerstand R von 1 MΩ beträgt diese Zeit etwa 10 µs. Der Steuerimpuls muß also mindestens 10 µs andauern, bis die Stufe kippt, oder wesentlich vergrößert werden. Ferner beeinflußt diese Zeitkonstante naturgemäß auch die Abfallzeit des Impulses.

Da man diese Wirkung als eine Verminderung der Verstärkung für schnelle Spannungsänderungen (= hohen Frequenzen) im Vergleich zu langsamen (= niedrigen Frequenzen) auffassen kann, läßt sie sich dadurch aufheben, daß man den Widerstand R mit einem Kondensator C_C überbrückt, wie in Abb. 20 angegeben. Es ist leicht einzusehen,

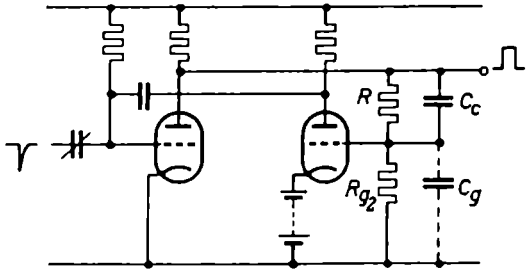


Abb. 20. Wenn $C_C R = C_g R_{g_2}$, wird die zusätzliche Abschwächung der hohen Frequenzen, also die Herabsetzung der Flankensteilheit beim Kippen der Stufe aufgehoben.

daß, wenn man das Verhältnis $C_C : C_g$ gleich dem Verhältnis $R_{g_2} : R$ macht, die hohen Frequenzen im gleichen Verhältnis wie die niedrigen abgeschwächt werden. Dies bedeutet, daß C_C zwischen 1/8 und 1/10 von C_g liegen muß, also einen niedrigen Wert hat. Macht man C_C größer, so wird die Ansprechempfindlichkeit proportional größer und nähert sich der Empfindlichkeit einer entsprechenden oszillierenden Stufe.

Oft bringt dies jedoch nur Nachteile mit sich, weil die Empfindlichkeit für Störsignale dabei ebenfalls zunimmt.

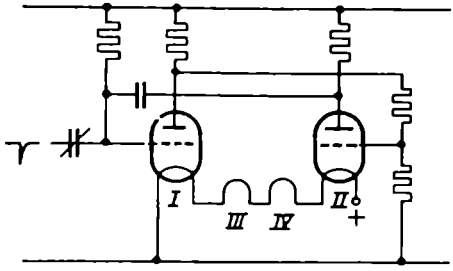
Was über Flankensteilheiten bei der oszillierenden Stufe gesagt wurde, gilt auch sinngemäß für die monostabile Stufe.

Man kann das positive Katodenspannungspotential der Röhre II auf verschiedene Weise erhalten. Wir wollen hier zwei häufig angewandte Methoden erwähnen:

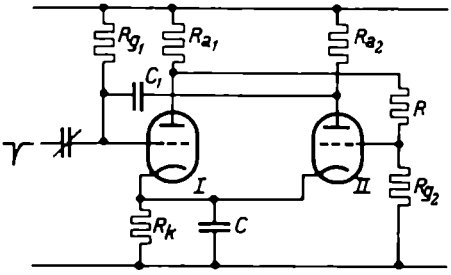
Bei Batterieröhren, die eine direkt geheizte Katode haben, kann man die Heizfäden verschiedener Röhren in Serie schalten, wenn sie denselben Heizstrom haben.

Hierbei muß Röhre I an der negativen Seite und Röhre II an der positiven Seite der Heizfadenleitung liegen (s. Abb. 21a). Für Röhre I bedeutet dies, daß die ganze verfügbare Anodenspannung anliegt, so daß man die maximale Impulsamplitude erhält; die Katode der Röhre II wird dabei gegenüber dem Gitter dadurch positiv, daß man den Gitterwiderstand mit Masse verbindet. Bei dieser Schaltung braucht die Einstellung der Röhren nicht symmetrisch zu sein, d.h. die Anodenströme der Röhren dürfen, wenn diese Strom führen, ohne Nachteil verschieden sein.

Bei indirekt geheizten Röhren, die symmetrisch eingestellt sind, kann man für die Röhre II das positive Katodenpotential am einfachsten durch einen gemeinsamen Katodenwiderstand gewinnen. Diese Methode ist in Abb. 21b wiedergegeben. Der Widerstand R_k muß so groß sein, daß im Ruhezustand der Anodenstrom der Röhre I den erforderlichen Spannungsabfall über R_k liefert. Es ist selbstverständlich, daß der Gitterwiderstand der Röhre I entweder mit der Katode oder mit einer höheren Spannung verbunden sein muß.



a



b

Abb. 21. Das positive Katodenpotential für Röhre II kann auf verschiedene Weise erzeugt werden.
a. Bei direkt geheizten Batterieröhren durch Serienschaltung der Heizfäden,
b. Bij indirekt geheizten Röhren durch einen gemeinsamen Katodenwiderstand R_k.

Beim Kippen verändert sich der Spannungsabfall an R_k nicht, wenn die Schaltung symmetrisch ist.

Kleine Nadelimpulse, die während des Kippens entstehen können, lassen sich nötigenfalls durch einen Kondensator C (Abb. 21b) unterdrücken, was aber meistens nicht erforderlich ist. Ein gewisses Maß von Asymmetrie kann in vielen Fällen auch noch zugelassen werden.

Störempfindlichkeit

Wir haben bereits angedeutet, daß eine hohe Synchronisierempfindlichkeit andere Nachteile mit sich bringt, weil z. B. aus anderen Teilen des Apparates Spannungsstöße auf kapazitivem Weg auf die Gitter eines Multivibrators gelangen können. Beim Ein- und Ausschalten anderer Stufen können jedoch auch zeitliche Veränderungen

der Speisespannung auftreten, falls diese nicht oder nicht genügend stabilisiert ist.

Eine Multivibratorstufe ist vor allem gegen plötzliche Abnahme der Speisespannung empfindlich, da diese unmittelbar auf das empfindliche Gitter, nämlich das Steuergitter der Röhre I, einwirkt (s. Abb. 21b).

Im Ruhezustand fließt ein Gitterstrom in der Röhre I. Der Widerstand der Gitter-Katodenstrecke bei Gitterstrom ist niedrig im Verhältnis zu R_{g_1}; er kann, abhängig vom Röhrentyp, einige hundert bis tausend Ohm betragen. Nimmt die Speisespannung sprunghaft zu, erhöht sich zwar die Anodenspannung der Röhre II, die Gitterspannung der Röhre I wird jedoch kaum beeinflußt, obwohl sich der Kondensator C_1 etwas auflädt. Erstens wird der größte Teil des Spannungssprunges von R_{a_2} aufgenommen, da sein Widerstand groß im Vergleich zur Gitter-Katodenstrecke ist. Zweitens wirkt einer Spannungserhöhung am Gitter entgegen, daß der Widerstand der Gitter-Katodenstrecke schnell abnimmt, wenn die Gitterspannung steigt. Außerdem kann die Stufe durch den positiven Spannungssprung an diesem Gitter sowieso nicht angestoßen werden.

Ein kleiner, negativer Stoß am Gitter dagegen erhöht den Widerstand der Gitter-Katodenstrecke beträchtlich; bei etwa 1 Volt am Gitter ist er bereits unendlich groß, weil dann überhaupt kein Gitterstrom mehr fließt.

Die Amplitude des Stoßes am Gitter wird dann nur durch den Stoß an der Anode der Röhre II bestimmt, und weil $R_{g_1} \gg R_{a_2}$ ist, wirkt unmittelbar die volle Spannungsänderung in der richtigen Richtung auf das empfindliche Gitter ein und bringt die Stufe zum Kippen. Dies kann allerdings nur dann mit Sicherheit geschehen, wenn die Spannungsänderung am Gitter der Röhre I im Verhältnis zur Zeitkonstante $R_{g_1} \cdot C_1$ schnell genug ist. Bei einer Änderung, die langsam zur Zeitkonstante vorsichgeht, wird C_1 schnell genug auf- oder entladen, um sich den neuen Verhältnissen anzupassen; dadurch bleibt die Amplitude am Gitter praktisch konstant, so daß die Stufe nicht kippen kann. Nun ist die Speisespannung im allgemeinen mit einem Glättungs-Kondensator überbrückt, wodurch einer schnel-

len Abnahme dieser Spannung, etwa durch plötzliches Einschalten einer zusätzlichen Belastung, vorgebeugt ist. Ganz allgemein kann man sagen, daß wenn die Zeitkonstante des Stromversorgungsgerätes nur einige Male größer ist als die Zeitkonstante der monostabilen Stufe, das Kippen der Stufe durch eine nicht zu große zusätzliche Belastung vermieden werden kann. Wenn man die Speisespannung elektronisch, also mit einer äußerst kleinen Zeitkonstante stabilisiert, geht man dieser Gefahr völlig aus dem Wege.

Es ist offensichtlich, daß bei einem üblichen, nicht stabilisierten Stromversorgungsgerät diese Gefahr umso kleiner ist, je kürzer der erzeugte Impuls ist.

Umgekehrt ist diese Gefahr bei Stufen mit langen und sehr langen Impulsen größer, so daß eine Stabilisierung der Speisespannung in einem solchen Fall oft unvermeidlich ist.

1.8 Kettenschaltung monostabiler Multivibratoren

Im Vorhergehenden haben wir gesehen, daß aus Rechteckspannungen durch einfache Differentiation positive und negative Nadelimpulse gewonnen werden können, die sich zur Steuerung oder Synchronisierung einer zweiten Stufe verwenden lassen. Diese zweite Stufe kann wiederum zur Steuerung einer dritten usw. dienen.

Eine solche Reihenfolge monostabiler Multivibratorstufen nennen wir eine Kettenschaltung. Eine solche Kettenschaltung ist in Abb. 22 wiedergegeben.

Hierin sehen wir die drei monostabilen Stufen I, II und III, deren Katoden verbunden sind und über einen gemeinsamen Katodenwiderstand R_k das für die rechten Röhren benötigte positive Katodenpotential erhalten. Der Widerstand R_k ist durch einen Elektrolytkondensator überbrückt, der Spannungsstöße in dieser Leitung verhindert. Ein negativer Stoß in der Katodenleitung, der beim Kippen einer der Stufen entsteht, würde nämlich eine der anderen Stufen im falschen Augenblick zum Kippen bringen können.

Die Stufen sind jeweils untereinander über Trimmer ge-

koppelt, welche den positiven Rechteckimpuls an der Anode der linken Röhre einer Stufe differenzieren und dem Steuergitter der linken Röhre der folgenden Stufe zuführen.

Beim Ansteigen der Spannung am Anodenwiderstand der linken Röhre wird der Trimmer über den Anodenwiderstand und die Gitter-Katodenstrecke der folgenden Röhre aufgeladen. Diese Strecke bildet, je nach dem Röhrentyp, einen verhältnismäßig niedrigen Widerstand. Die Gitterspannung wird während dieser Aufladung also nur sehr kurzfristig ein wenig positiver.

Man kann sich vorstellen, daß der Trimmer gewissermaßen mit dem Anodenwiderstand parallel geschaltet ist und hierdurch den Impuls abrundet.

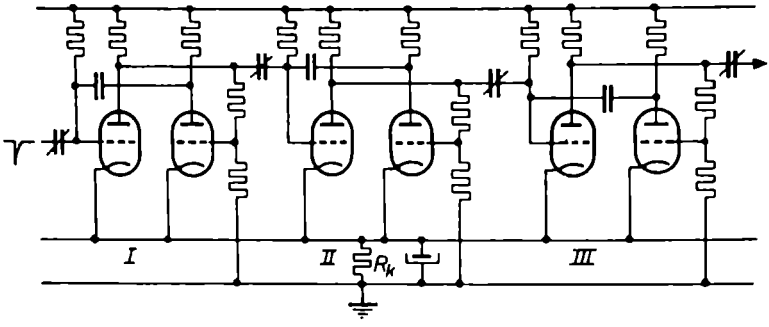


Abb. 22. Kettenschaltung von 3 monostabilen Multivibratoren.

Darum ist es wichtig, diesen Trimmer nicht tiefer einzudrehen, als für eine zuverlässige Ansteuerung erforderlich ist. Diese geht auf der abfallenden Flanke des Anodenimpulses vor sich, also wenn die ansteuernde Stufe in den Ruhezustand zurückkehrt. Das Gitter der folgenden Röhre erhält dann einen negativen Impuls, wodurch der Widerstand der Gitter-Katodenstrecke ansteigt; die Differentiation wird also durch die Kapazität des Trimmers und den Anodenwiderstand der rechten Röhre der folgenden Stufe bestimmt. (Hierbei wird angenommen, daß der Kondensator der folgenden Stufe gegenüber dem Trimmer und der Gitterwiderstand gegenüber dem betreffenden Anodenwiderstand groß sind).

Auf dieselbe Weise werden die folgenden Stufen angestoßen. Das Zeitverhältnis zwischen den zugeleiteten Steuerimpulsen und den erzeugten positiven rechteckigen Anodenimpulsen ist in Abb. 23 wiedergegeben. Alle angegebenen Kurven sind auf dieselbe Zeit bezogen, so daß alle untereinander liegenden Punkte denselben Zeitpunkt darstellen.

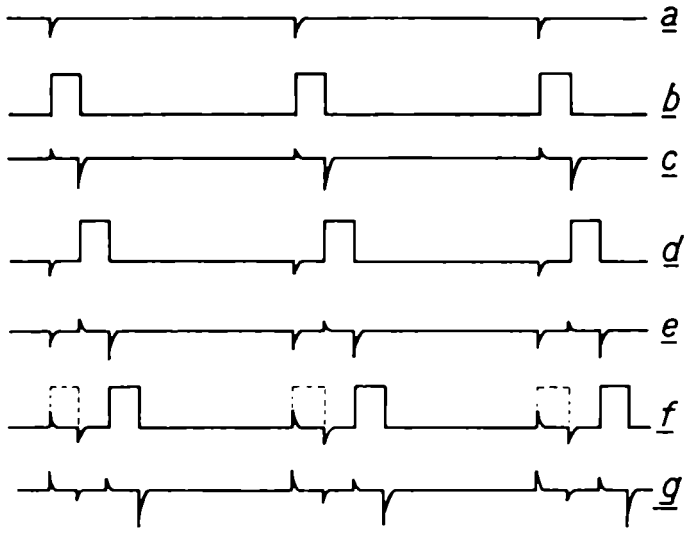


Abb. 23. Zeitliche Beziehungen zwischen den in einer Kettenschaltung erzeugten Rechteckspannungen.
a. Synchronisierungsimpulse.
b. Rechteckspannung in der Stufe I.
c. Aus b abgeleitete Synchronisierungsimpulse.
d. Rechteckspannung in der Stufe II.
e. Auf d abgeleitete Synchronisierungsimpulse.
f. Rechteckspannung in der Stufe III.
g. Auf f abgeleitete Synchronisierungsimpulse.

Abb. 23a zeigt eine Folge von Steuerimpulsen, die nicht unbedingt, wie hier angegeben, periodisch zu sein brauchen, jedoch einen Mindestabstand voneinander haben müssen.

b zeigt den an der Anode der linken Röhre in der ersten Stufe entstehenden positiven Rechteckimpuls. Die anstei-

gende Flanke fällt zeitlich mit dem Steuerimpuls zusammen.

c zeigt den aus dieser Rechteckspannung abgeleiteten weiteren Steuerimpuls am Gitter der zweiten Stufe. Wir sehen, daß hier kleine positive und große negative Steuerimpulse entstehen.

d ist der in der zweiten Stufe erzeugte Rechteckimpuls. Wir sehen, daß die ansteigende Flanke mit der abfallenden Flanke des Rechteckimpulses der ersten Stufe zusammenfällt. Ferner ist an der Anode dieser Stufe noch eine Anzahl von negativen Nadelimpulsen vorhanden, die vom positiven Impuls am Gitter herrühren.

e gibt die Steuerimpulse wieder, welche dem Gitter der dritten Stufe zugeleitet werden.

f zeigt den in der dritten Stufe erzeugten Rechteckimpuls mit den von der ersten und zweiten Stufe herrührenden positiven und negativen Restimpulsen.

g gibt schließlich die Impulse wieder, die einer weiteren Stufe zugeleitet werden können.

Man könnte sich vorstellen, daß immer weitere Stufen sich anschließen ließen, in denen man nach dieser Methode gegeneinander verschobene Rechteckimpulse erzeugen könnte. Bei diesem Verfahren stößt man jedoch bald an eine Grenze, da sich die Restimpulse zu sehr auswirken.

Diese Restimpulse entstehen, weil die Gitter-Katodenstrecke im stromführenden Zustand keinen idealen Kurzschluß bildet. Abhängig vom Röhrentyp sind diese Nadelimpulse größer oder kleiner. Der noch kleine positive Impuls in Abb. 23c ergibt in 23d einen negativen Impuls an der Anode und in der folgenden Stufe einen negativen Impuls, der dieselbe Polarität besitzt, wie der darauf folgende Steuerimpuls (23e).

Die folgende Stufe (23f) könnte bei einer großen Empfindlichkeit hierauf reagieren und einen zusätzlichen Impuls abgeben, wie gestrichelt angegeben.

Stufe III würde also auf einen einzigen Steuerimpuls in Abb. 23a mit 2 Rechteckimpulsen in Abb. 23f antworten. Dies ist natürlich nicht beabsichtigt; darum dürfen die Koppeltrimmer nicht tiefer eingedreht werden, als für eine zuverlässige Ansteuerung erforderlich ist.

Aber selbst dann noch bleibt die Gefahr einer Störung bestehen; der Störimpuls wird zwar erst nach mehreren Stufen stark genug, aber bei einer großen Anzahl aufeinanderfolgender Stufen ist es möglich, daß mehrere Rechteckimpulse statt nur eines entstehen. Um dies zu vermeiden, muß der positive Störimpuls derartig abgeschwächt werden, daß er trotz der nachfolgenden Verstärkung sich nicht auswirkt.

Eine Kopplung zwischen zwei Stufen, welche diese Forderung erfüllt, ist in Abb. 24 angegeben. Hierbei werden 2 zusätzliche Einzelteile, die Germaniumdiode *D* und der Widerstand *R*, verwendet. Der Widerstand dieser Diode ist im stromführenden Zustand bereits wesentlich geringer als der der Gitter-Katodenstrecke vieler Röhren.

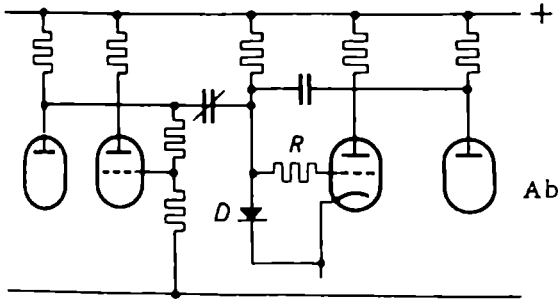


Abb. 24. Schaltung zur Unterdrückung der positiven Synchronisierungsimpulse.
D = Germaniumdiode.
R = etwa 2000 Ohm.

Hierdurch wird der positive Störimpuls durch die Diode schon erheblich verkleinert. Dieser kleinere Impuls wird dann noch weiter durch die Spannungsteilung zwischen dem Widerstand und der Gitter-Katodenstrecke abgeschwächt. Hierfür muß der Widerstand *R* einen Wert von etwa 2000 Ohm besitzen; dieser Wert ist noch gegenüber dem des Gitterwiderstandes und des Anodenwiderstandes klein, aber gegenüber dem der Gitter-Katodenstrecke groß.

Hierdurch wird erreicht, daß dieser Widerstand so gut wie keinen Einfluß auf die Funktion der angestoßenen Stufe hat.

Es hat sich gezeigt, daß es durch diese Kopplung mit der Germaniumdiode möglich ist, eine Kettenschaltung von 60 monostabilen Multivibratoren aufzubauen.

1.9 Der bistabile Multivibrator

Nach der Erklärung der Wirkungsweise des monostabilen Multivibrators ist es leicht einzusehen, warum die bistabile Stufe zwei stabile Zustände hat. Dies läßt sich dadurch erzielen, daß man auch der Katode der zweiten Röhre ein positives Potential gibt und den Koppelkondensator durch einen Widerstand ersetzt. Wir erhalten dann im Prinzip die in Abb. 25 wiedergegebene Schaltung.

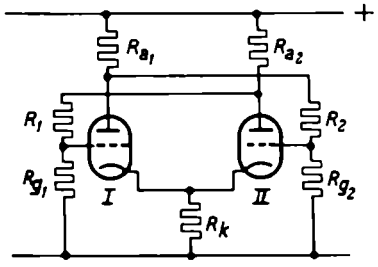


Abb. 25. Prinzipschaltung eines bistabilen Multivibrators. Beschreibung s. Text.

Betrachten wir den Zustand, in dem Röhre I gesperrt ist: Die Widerstände R_{a_1}, R_2 und R_{g_2} müssen so bemessen sein, daß über R_{g_2} eine positive Spannung entsteht, die gleich der Spannung ist, welche infolge des Anodenstroms der Röhre II bei 0 Volt Gitterspannung über R_k abfällt.

Wenn jedoch Röhre I Strom führt, muß die Spannung an R_{g_2} so niedrig bzw. an R_k so hoch sein, daß Röhre II gesperrt ist. Auf dieselbe Weise werden die Widerstände R_{a_2}, R_2 und R_{g_1} bestimmt. Bei einer symmetrischen Stufe ist also $R_{a_1} = R_{a_2}$, $R_1 = R_2$ und $R_{g_1} = R_{g_2}$.

Durch die Spannungsteilung wird die in einer Röhre erhaltene Verstärkung wieder herabgesetzt; solange jedoch nur die Schleifenverstärkung größer als 1 bleibt, ist die Stufe funktionsfähig. Im Prinzip also enthält eine solche Stufe keine Kondensatoren.

Da der Katodenwiderstand jedoch eine Gegenkopplung verursacht und damit die Verstärkung herabsetzt, kann er mit einem Kondensator überbrückt werden.

Weiterhin kann die Verstärkung für schnelle Spannungs-

änderungen (also für Steuerimpulse), dadurch erhöht werden, daß man die Widerstände R_1 und R_2 ebenfalls durch Kondensatoren überbrückt. Für einige Verwendungszwecke ist dies sogar, wie wir sehen werden, notwendig.

Die Stufe befindet sich stets in einem der beiden stabilen Zustände: entweder führt die eine Röhre Strom oder die andere; dazwischen ist die Stufe labil und kippt entweder in die eine oder andere Lage. Genau wie beim oszillierenden Multivibrator wird eine kleine Änderung wegen der Verstärkung stets eine größere Änderung zur Folge haben, wodurch ein lawinenartiger Vorgang entsteht.

In welchen der beiden Zustände die Stufe beim Einschalten springt, hängt von Zufälligkeiten ab, wie von kleinen Unterschieden in der Verstärkung bei gleichen Gitter- oder Anodenspannungen u. a. m.

Leitet man eine positive Steuerspannung an das Steuergitter der stromführenden Röhre, so ändert sich der Zustand der Stufe nicht, während eine negative Spannung an diesem Gitter die Stufe zum Kippen bringt.

Umgekehrt bringt ein positiver Steuerimpuls an einem gesperrten Gitter die Stufe zum Kippen, während ein negativer keine Änderung bewirkt.

Die Zeit, in der die Stufe kippt, ist von denselben Faktoren abhängig, wie sie oben für die anderen Stufen beschrieben wurden (Gesamtverstärkung, Gitter- und Anodenkapazitäten usw.). Die Kippzeit ist im allgemeinen sehr kurz; darum werden an die Form und die Amplitude der Steuerspannung besondere Anforderungen gestellt. Um dies zu erklären, nehmen wir an, daß dem Gitter einer stromführenden Röhre ein negativer Steuerimpuls mit einer verhältnismäßig großen Amplitude und Dauer zugeführt wird (also keine schöne Nadelform). Bei der negativen Vorderflanke des Steuerimpulses kippt die Stufe innerhalb einer sehr kurzen Zeit. Der etwas später eintretende Spannungsanstieg (Rückflanke) bedeutet einen positiven Impuls für das inzwischen gesperrte Gitter, so daß die Stufe wieder zurückkippen kann. Dies ist natürlich nicht beabsichtigt und muß vermieden werden. Wenn man Röhren mit niedriger Sperrspannung verwendet, kann man er-

reichen, daß die Röhre bei einer bestimmten Katodenspannung soweit gesperrt wird, daß die positive Amplitude nicht genügt, um die Stufe wiederum zum Kippen zu bringen. Es ist offensichtlich, daß die Steueramplitude dann nicht zu groß sein darf. (Gleichzeitig folgt hieraus, daß es schwer ist, die Stufe mit einem positiven Impuls am Gitter der gesperrten Röhre anzusteuern, so daß von dieser Art der Ansteuerung abzuraten ist).

Auch besteht die Möglichkeit, das Gitter direkt nach dem Kippen eine Zeitlang negativ zu halten, so daß bei der ansteigenden Rückflanke des Steuerimpulses die Röhre gesperrt bleibt. Dies kann man erzielen, indem man die Widerstände R_1 und R_2 mit einer entsprechend großen Kapazität überbrückt, wie in Abb. 26 angegeben. Da beispielsweise der Kondensator C_2 während des schnellen Kippvorganges sich nicht entladen kann, überträgt sich zunächst der volle Anodenspannungssprung an der Röhre I auf das Steuergitter der Röhre II, wie dies auch bei einem oszillierenden Multivibrator und bei der ersten Röhre einer monostabilen Stufe der Fall ist. Sobald die Zeitkonstante von C_2 und R_2 (mit $R_{a_1} + R_{g_2}$ parallel) größer ist als die Dauer des zugeführten Steuerimpulses, besteht keine Gefahr mehr für ein erneutes Zurückkippen, sofern die Amplitude des Steuerimpulses nicht zu groß ist.

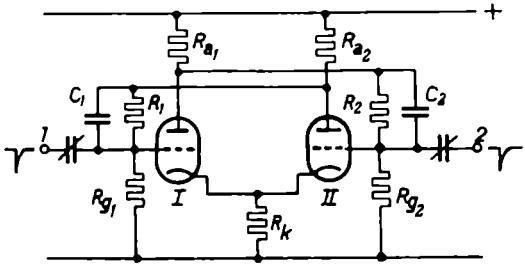


Abb. 26. Praktische Ausführung einer bistabilen Stufe, bei der negative Steuerimpulse abwechselnd den Punkten 1 und 2 zugeleitet werden müssen.

Man kann also eine Stufe gemäß Abb. 26 zum Kippen bringen, wenn man dem Gitter der stromführenden Röhre einen negativen Steuerimpuls zuführt.

Ein weiterer Impuls an demselben Gitter bleibt ohne Wirkung. Wenn die Stufe zurückkippen soll, muß wieder dem anderen Gitter ein negativer Impuls zugeleitet werden.

Bei vielen Stufen ist es wünschenswert, nur einen Steuerimpuls zu verwenden, der einem Punkt zugeführt wird und die Stufe jeweils in die andere Lage kippen läßt. Eine Möglichkeit hierfür zeigt die Abb. 27, in welcher der Steuerimpuls einem gemeinsamen Teilwiderstand R_a in der Anodenleitung zugeführt wird. Daß die Stufe hierdurch zum Kippen gebracht werden kann, läßt sich folgendermaßen erklären:

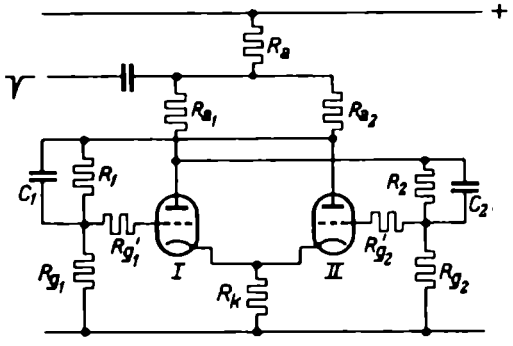


Abb. 27.
Bistabile Stufe, bei der die negativen Steuerimpulse dem gemeinsamen Widerstand R_a zugeleitet werden und die Stufe bei jedem Impuls zum Kippen bringen.

Nehmen wir an, daß in Abb. 27 Röhre I Strom führt. Ein negativer Impuls wird annäherungsweise an beiden Gittern unverändert ankommen, weil R_{a1} und $R_{a2} \ll R_{g1}$ und R_{g2} sind und die Kondensatoren C_1 und C_2 den Impuls nicht abschwächen. Am Gitter der Röhre II wird dieser Impuls nicht wirksam, da diese Röhre gesperrt ist. Der negative Impuls am Gitter der Röhre I läßt dagegen den Strom in der Röhre fallen und die Anodenspannung ansteigen.

Infolge der Verstärkung ist dieser Anstieg ums Vielfache größer als der Steuerimpuls; da der verstärkte Im-

puls unabgeschwächt aufs Gitter der Röhre II gelangt, beginnt diese Strom zu führen. Wenn genügend Strom in der Röhre II fließt, wird der Vorgang weiter unterstützt, bis die Stufe vollständig kippt.

Da hierbei das Gitter der Röhre I eine Zeitlang durch den Kondensator C_1 auf einem stark negativen Potential gehalten wird, hat die Rückflanke des Synchronisierungsimpulses keinen Einfluß mehr.

Jetzt ist also Röhre I gesperrt und Röhre II offen. Da die Stufe völlig symmetrisch ist, ist es offensichtlich, daß der nächste negative Impuls sie ebenfalls zum Kippen bringt.

Es kann noch gesagt werden, daß durch das Kippen die Spannung am gemeinsamen Widerstand Ra sich kaum ändert; wird doch eine Abnahme des Anodenstromes, beispielsweise in Röhre I, rasch durch eine Zunahme in Röhre II kompensiert. Hierdurch ist die Rückwirkung auf die Synchronisierungsquelle verhältnismäßig klein. Wir wollen noch den Einfluß eines positiven Steuerimpulses an R_a betrachten. Wir nehmen wieder an, daß Röhre I stromführend ist.

Grundsätzlich gelten hier dieselben Überlegungen wie oben, als die Zuführung positiver Impulse direkt ans Steuergitter besprochen wurde.

Der für das gesperrte Gitter der Röhre II bestimmte Impuls wird durch die Verstärkung des auch am Gitter der Röhre I liegenden Impulses so abgeschwächt, daß er nicht die Stufe zum Kippen bringen kann. Es kann jedoch vorkommen, daß der positive Impuls, der auf das Gitter der stromführenden Röhre I gelangt, zu einem Einsetzen des Gitterstroms in dieser Röhre führt. Hierdurch wird C_1 über R_{a_2} und die Gitter-Katodenstrecke aufgeladen, so daß an der abfallenden Rückflanke des Impulses ein negativer Stoß am Gitter entsteht. Dieser könnte unbeabsichtigt die Stufe zum Kippen bringen. Es ist also wichtig, den Gitterstrom beispielsweise durch einen Serienwiderstand von einigen tausend Ohm in der Gitterleitung zu begrenzen. Da ein solcher Widerstand (R_{g_1}' und R_{g_2}' in Abb. 27) auch noch andere Vorteile bietet, wird er fast immer angewandt.

Hierdurch wird die Stufe gegen nicht zu große positive Störimpulse unempfindlich, so daß es meistens nicht erforderlich ist, eventuell auf der Steuerleitung vorhandene positive Impulse besonders zu unterdrücken.

1.10 Kettenschaltung bistabiler Multivibratoren

Genau wie bei monostabilen Stufen kann auch eine Kettenschaltung mit bistabilen Multivibratoren aufgebaut werden. Eine solche Kettenschaltung, die den Charakter einer Zählschaltung nach dem binären Rechensystem besitzt, ist in Abb. 28 für vier bistabile Stufen angegeben. Bekanntlich kann eine bistabile Stufe beim Einschalten in einen beliebigen der beiden stabilen Zustände geraten. Om von einem vorbestimmten Zustand ausgehen zu können, sind die Gitterwiderstände aller linken Röhren an eine gemeinsame Leitung angeschlossen, die über den Druckknopfschalter R normalerweise an Masse gelegt ist. Um nun alle linken Röhren stromführend zu machen, wenn man in einem beliebigen Zeitpunkt eingeschaltet hat, drückt man den Nullstellungsknopf. Dabei werden alle Gitterwiderstände der linken Röhren eine Zeitlang von Masse getrennt und liegen nunmehr an der positiven Anodenspannung der jeweiligen rechten Röhre. Die zufällig gesperrt gewesenen linken Röhren werden dadurch stromführend, und die betreffenden Stufen kippen.

Die Stufen werden über Trimmer gekoppelt, welche jeweils die Anode der linken Röhre mit dem gemeinsamen Anodenwiderstand der folgenden Stufe verbinden.

Bekanntlich ist die Amplitude des Steuerimpulses für ein zuverlässiges Funktionieren ziemlich kritisch, zumal da auch positive Impulse durchgegeben werden. Hat man einmal den richtigen Wert experimentell festgestellt, kann der Trimmer natürlich durch einen festen Koppelkondensator ersetzt werden. Zur unmittelbaren Anzeige, in welchem Zustand sich jede Stufe befindet, wird jeweils dem Anodenwiderstand der rechten Röhre eine kleine Glimmlampe mit Serienwiderstand parallel geschaltet. Wenn die

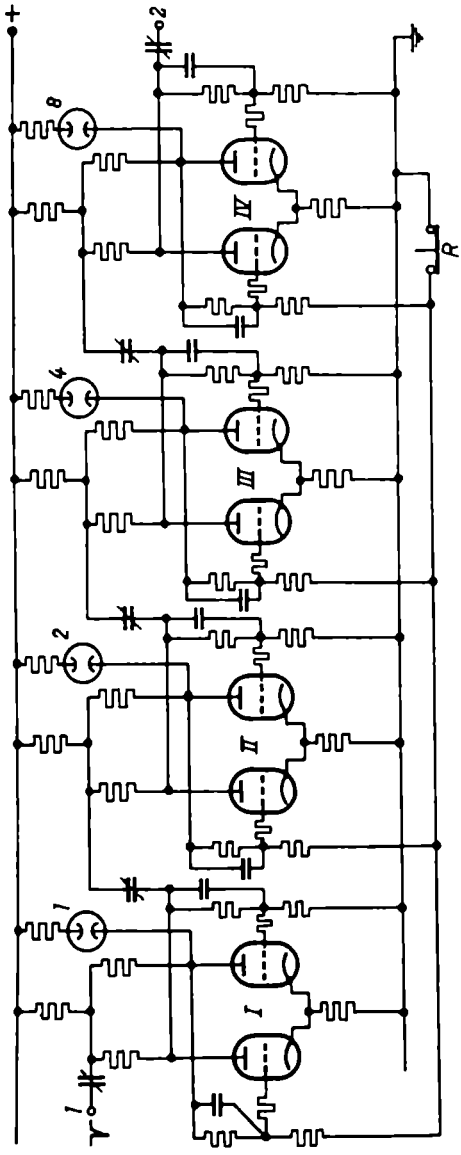


Abb. 28. Schaltung eines elektronischen Zählers, der bis zu 16 Impulsen zählen kann, die dem Eingang "1" zugeleitet werden. Beim 16. Impuls entsteht ein negativer Impuls am Ausgang "2". Die Zahl der Impulse wird abgelesen, indem man die Zahlen an den aufleuchtenden Lampchen addiert. Mit dem Knopf R kann der Zähler in die Stellung Null zurückgebracht werden (in der keine Lampen aufleuchten).

rechte Röhre Strom führt, muß der Spannungsabfall über dem Anodenwiderstand so groß sein, daß die Glimmlampe zündet (etwa 100 V), im gesperrten Zustand dagegen so klein, daß die Lampe erlischt (etwa 40 V). Der Ruhezustand wird also dadurch angezeigt, daß die Lampe nicht brennt. Die Lampen können die Stufe nicht weiter beeinflussen, weil der Serienwiderstand sehr hoch sein darf (etwa 1 Megohm), also viel höher als der Anodenwiderstand.

Von der Nullstellung ausgehend, in der keine der Lampen brennt, erhalten wir der Reihe nach folgende Zustände (s. Abb. 29):

1. Impuls: Stufe I kippt, Lampe "1" zündet. Die Anodenspannung der linken Röhre steigt sprunghaft an und gibt einen positiven Impuls an die folgende Stufe weiter, die jedoch hierauf nicht reagiert.

2. Impuls: Stufe I kippt. Lampe "1" erlischt. Jetzt wird ein negativer Impuls abgegeben, wodurch Stufe II kippt und Lampe "2" zündet.

3. Impuls: Stufe I kippt, jedoch nicht Stufe II. Lampe "1" zündet wieder, und Lampe "2" bleibt weiter gezündet.

4. Impuls: Die Stufen I, II und III kippen zugleich. Hierbei erlöschen die Lampen "1" und "2", und Lampe "4" zündet.

Wir sehen, daß die Anzahl der zugeführten Impulse in jedem Zeitpunkt durch die Ziffern des Zählers (an den gezündeten Lampen) bestimmt werden kann. Diese Ziffern an den Lampen stellen eine Potenz der Zahl 2 vor, deren Exponent sich bei jeder folgenden Stufe um 1 erhöht.

Bei der ersten Stufe angefangen, gelten also die Potenzen: 2^0, 2^1, 2^2, 2^3, 2^4, 2^5 usw., diese entsprechen 1, 2, 4, 8, 16, 32 usw. In der Abb. 28 ist die höchste Zahl, die dargestellt werden kann, 15; in diesem Fall sind alle vier Lampen gezündet, d.h. alle rechten Röhren führen Strom. Beim 16. Impuls kippen alle vier Stufen in die Nullstellung; die letzte Stufe liefert hierbei am Ausgang noch einen negativen Impuls. Wenn man z.B. diesen Impuls zur Steuerung eines mechanischen Zählers verwendet, stellt jeder 16. Impuls diesen Zähler um eine Ziffer weiter. Um diese Zählschaltung in einem bestimmten Zeitpunkt abzulesen,

muß man die Zahl des mechanischen Zählers mit 16 multiplizieren und noch die Summe der Zahlen der gezündeten Lampen hinzuzählen.

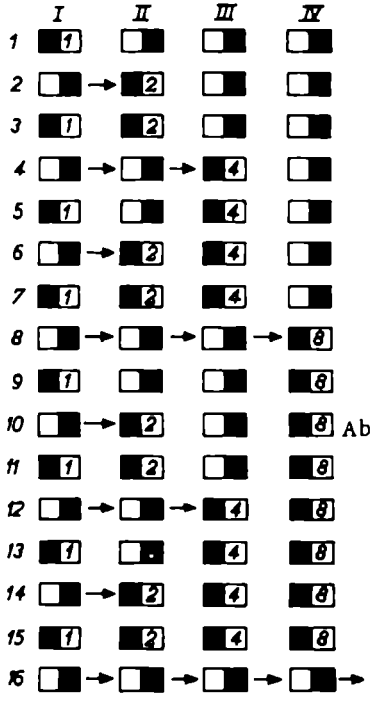


Abb. 29. Übersicht über die verschiedenen Stellungen in der Schaltung von Abb. 28. Die linke Hälfte des Blockes gibt für jede Stufe den Zustand der linken Röhre, die rechte Hälfte den der rechten Röhre an. Schwarz bedeutet gesperrt, weiß stromführend. Wenn die rechte Röhre Strom führt, zeigt die Zahl im Block an, daß die entsprechende Lampe aufleuchtet. Die Pfeile geben an, wann ein negativer Impuls von einer Stufe zur folgenden durchgegeben wird.

Das Auffallendste an einem solchen elektronischen Zählsystem ist die hohe Geschwindigkeit, die man erreichen kann. Wenn man annimmt, daß ein mechanischer Zähler eine maximale Zählfrequenz von 10 Impulsen je Sekunde hat, würde die maximale Zählfrequenz bei den vier Stufen in der Abb. 28 also 16 x 10 = 160 Impulse je Sekunde betragen, bei fünf Stufen 320 Impulse je Sekunde, bei sechs Stufen 640 usw. Die höchsten Anforderungen an die Zählgeschwindigkeit werden hierbei offensichtlich an die erste Stufe gestellt, die bei jedem Impuls kippen muß.

Es ist möglich, Zählgeschwindigkeiten von mehreren

Millionen Impulsen je Sekunde zu erreichen. Dieses System läßt sich nicht nur als arithmetischer Zähler, sondern auch als exakter Zeitmesser verwenden.

Hierbei verwendet man einen Oszillator mit einer stabilisierten Frequenz von beispielsweise 1000 Hz. Jede Periode wird in einen Impuls verwandelt, der über einen Schalter auf einen elektronischen Zähler gegeben werden kann. Solange der Schalter geschlossen ist, werden die Perioden gezählt. Die Zahl der gezählten Impulse gibt dann die Zeit in Millisekunden an, in welcher der Schalter geschlossen war.

Wie oben beschrieben, muß die Zahl des mechanischen Zählers mit 8, 16, 32 usw. multipliziert werden, was eine schnelle Ablesung behindert. Darum suchte man nach einem System, bei dem der mechanische Zähler auf jeden 10. oder 100. Impuls reagiert. Dies wurde u. a. in dem Dekadenzähler mit 4 bistabilen Multivibratorstufen verwirklicht. In diesem werden in einer Rückführungsschaltung einem Steuergitter negative Impulse zugeführt, die bekanntlich nur wirksam werden, wenn die entsprechende Röhre Strom führt. Es würde jedoch den Rahmen dieses Buches überschreiten, die verschiedenen Möglichkeiten, welche hierdurch geboten werden, ausführlich zu behandeln. Vollständigkeitshalber sei noch erwähnt, daß besondere elektronische Dekadenzählröhren (z. B. Philips E 1 T) entwickelt worden sind, welche die gezählte Zahl von 0 bis 9 direkt anzeigen, so daß bei mehreren Röhren die Zahl in Einern, Zehnern, Hundertern usw. abgelesen werden kann.

1.11 Die Verwendung von Pentoden in Multivibratorschaltungen

Bisher waren die hier behandelten verschiedenartigen Multivibratorstufen mit Trioden bestückt. Für viele praktische Zwecke arbeiten Trioden auch zur völligen Zufriedenheit. In besonderen Fällen bieten jedoch Pentoden bestimmte Vorteile und Möglichkeiten, die man bei Trioden nur erzielen kann, wenn man mehrere Röhren einsetzt. Der kleine Nachteil der Pentoden, nämlich die zusätzliche

Speisung des Schirmgitters, hat hierbei meistens keine große Bedeutung. Wir wollen nun einige Vorteile der Pentoden behandeln:

a. *Große Impulsamplitude an der Anode*

Eine Pentode bietet vor allem bei einem tragbaren Gerät, in dem die Anodenspeisespannung meistens begrenzt ist, den Vorteil, daß sich die Anodenspannung bei Aussteuerung verhältnismäßig stark ändert. Dies ist der Pentode wesenseigen und ergibt sich aus der I_a/V_a-Kennlinie, für die in Abb. 30 ein Beispiel gegeben ist. Aus der Belastungskennlinie für einen Anodenwiderstand von 10 kΩ kann die erreichbare Impulsamplitude bestimmt werden. Sie beträgt hier etwa 92 Volt. Zum Vergleich ist die I_a/V_a-Kennlinie einer Triode gestrichelt eingezeichnet. Man er-

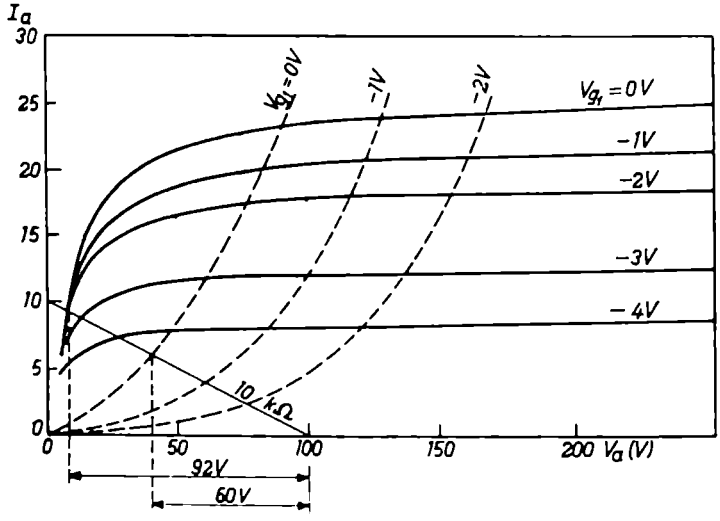


Abb. 30. I_a/V_a-Kennlinie einer Pentode; gestrichelt die gleiche Kennlinie einer Triode. Bei 100 V Speisespannung und einem Belastungswiderstand von 10 kΩ kann bei einer Pentode ein Anodenspannungssprung von 92 V, bei einer Triode jedoch nur einer von 60 V erreicht werden.

kennt sofort, daß bei gleicher Speisespannung und gleichem Anodenwiderstand die erreichbare Amplitude wesentlich niedriger ist (etwa 60 V). Weiter ist die Spannungsverstärkung bei Pentoden im allgemeinen größer, aber dieser Umstand bietet praktisch keine große Vorteile. Durch den größeren Anodenspannungssprung jedoch wird die Steuerspannung für die folgende Röhre größer, wodurch bei monostabilen Multivibratoren die Sperrung vereinfacht wird.

b. *Der Vorteil des "Pentodenknies"*

Unter Pentodenknie verstehen wir das mehr oder weniger plötzliche Abbiegen der I_a/V_a-Kennlinie von ihrem fast horizontalen Teil in annährend vertikale Richtung. Dieses Knie beginnt bei einer Anodenspannung, die gleich der Schirmgitterspannung ist; bei niedrigen Anodenspannungen wird die Kennlinie immer steiler, bis sie bei der Anodenspannung Null ihren steilsten Wert erreicht. Bekanntlich entsteht dieses Knie dadurch, daß der Katodenstrom bei Abnahme der Anodenspannung im gleichen Verhältnis vom Schirmgitter übernommen wird, wenn dessen Spannung konstant bleibt. Das gleiche Knie, aber in umgekehrter Richtung, finden wir in der I_{g_2}/V_a-Kennlinie wieder, wie in Abb. 31 dargestellt. Nun erhält man die Schirmgitterspannung meistens über einen Serienwiderstand aus der Anodenspeisespannung. Um trotz der Zunahme des Schirmgitterstromes bei $V_{g_1} = 0$ die Schirmgitterspannung einigermaßen konstant zu halten, muß man sie an einem Spannungsteiler abgreifen, dessen Querstrom mindestens in der Größenordnung des größten Schirmgitterstromes liegen muß, wenn man die Vorteile des Kennlinienknies ausnützen will.

Welche sind nun diese Vorteile?

1. Das Steuergitter wird unempfindlicher gegen Störsignale. Dies läßt sich leicht aus der I_a/V_a-Kennlinie in Abb. 30 entnehmen. Wir sehen, daß eine Veränderung der Gitterspannung von Null biz 2 V die Anodenspannung praktisch nicht verändert. Wenn die Störungen unterhalb dieses Wertes bleiben, können sie die Schaltung nicht

zum Kippen bringen. Steuerimpulse müssen also eine größere Amplitude haben, was aber keine Schwierigkeiten bereitet.

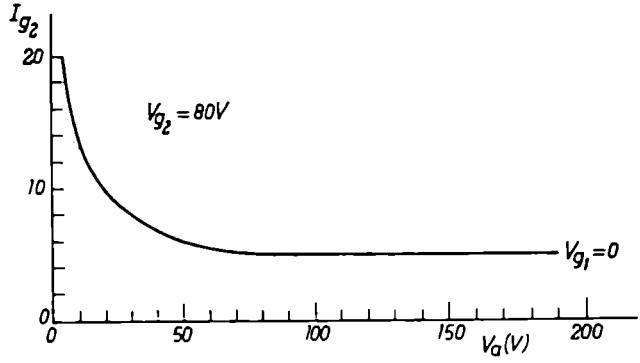


Abb. 31. Das umgekehrte "Pentodenknie" in der Ig_2/V_a-Kennlinie einer Pentode. Man vergleiche dieses Knie mit dem in Abb. 30.

2. Bei einer Kettenschaltung von monostabilen Multivibratoren können positive Impulse in der Synchronisierungsleitung keine Mehrfach-Impulse erzeugen, wie wir dies bei Trioden gesehen haben. Ein zusätzliches Filter wie in Abb. 24 erübrigt sich also. Durch eine weitere positive Aussteuering des Gitters kann nämlich die Anodenspannung bei einer Pentode im Gegensatz zur Triode nicht weiter abfallen.

c. *Das Schalten von Relais*

Wenn man als zweite Röhre eine Pentode verwendet, kann diese direkt ein Relais aussteuern. Ersetzt man dagegen bei einer Triode den Anodenwiderstand durch ein Relais, so können sich infolge der Spuleninduktivität Störungen ergeben, indem Spannungsänderungen die Spule in ihrer Eigenresonanz anregen und eine Schwingneigung auf einer unerwünschten Frequenz verursachen. Bei Pentoden dagegen kann man das Relais in den Anodenkreis schalten,

wobei das Schirmgitter der zweiten Röhre als Anode dient. Die Rückwirkung der an der Relaisspule entstehenden Spannungen auf das Schirmgitter ist dabei zu klein, um Störungen hervorzurufen. In Abb. 32 ist ein Beispiel für eine monostabile Stufe für die Steuerung eines Relais wiedergegeben, in der zwei Pentoden verwendet werden. Bei Aussteuerung der Stufe mit einem Impuls zieht das Relais an und fällt nach der durch die Zeitkonstante der Stufe bestimmten Zeit wieder ab.

Dieser Vorgang läuft, sofern die Impulsabstände nicht zu klein werden, bei jedem Steuerimpuls ab. Wir haben bereits in den vorigen Kapiteln gesehen, wie die Anzugszeit bestimmt werden kann. Bei dieser Art der Multivibratorschaltung müßen wir folgendes zusätzlich beachten:

1. Die Sperrspannung der linken Röhre wird durch ihre Schirmgitterspannung bestimmt. Diese ist, wenn die Röhre gesperrt ist, durch die Speisespannung und R_1 und R_2 gegeben. Nehmen wir an, die Schirmgitterspannung betrage 50 V. Kennen wir jetzt nur die Sperrspannung bei $Vg_2 = 90$ V und nennen wir sie Vg_1 (90), so läßt sich die Sperrspannung bei 50 V Schirmgitterspannung überschlägig aus folgender Formel berechnen:

$$Vg_1(50) = Vg_1(90) - \frac{90-50}{\mu}$$

   wobei μ der Leerlauf-Verstärkungsfaktor des Schirmgitters gegenüber dem Steuergitter ist. Diese Angaben sind in den Datenblättern der Röhren veröffentlicht.
2. Der Widerstand R_4, der die Kippdauer der Stufe mitbestimmt, muß so gewählt werden, daß bei $Vg_1 = 0$ Volt die Röhre II genügend Anodenstrom führt, um das Relais zuverlässig zu erregen.

Wie bereits gesagt, ist es die Aufgabe von R_3 und C_1, die Stufe bei schnellen Schwankungen der Speisespannung vor dem Kippen zu schützen. Da man R_3 klein gegenüber R_4 wählen muß, um an R_4 eine ausreichende Amplitude zu erhalten, muß C_1 groß sein. Um zu verhindern, daß die Stufe auch bei länger andauernden Spannungssenkungen kippt, müßte $R_3 C_1 \gg$ als CR sein. Da dies unter Umständen zu unhandlich größen Werten von C_1 führen würde,

muß man gegebenenfalls die Speisespannung stabilisieren.

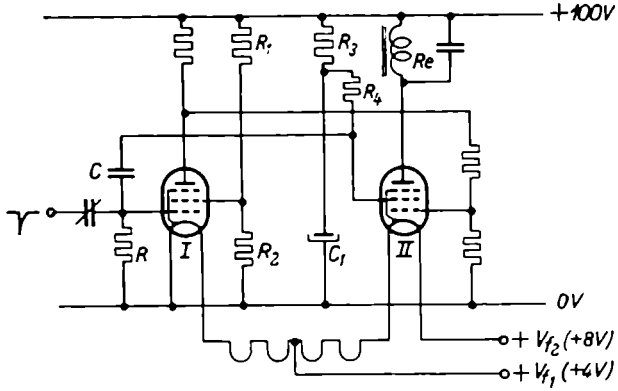


Abb. 32. Beispiel für eine monostabile Stufe mit Batterieröhren für Relaissteuerung.

Auch in bistabilen Stufen können bei Verwendung von Pentoden Relais direkt geschaltet werden. In Abb. 33 ist eine solche Schaltung mit zwei in Kaskade geschalteten bistabilen Stufen wiedergegeben. Auch hier werden die Schirmgitter in den Multivibratorstufen als Anoden verwendet, so daß die Anoden für andere Zwecke freibleiben. Bei den rechten Röhren sind die Relais Re_1 und Re_2 an die Anoden angeschlossen. An den Anoden der linken Röhren werden jeweils die Steuerimpulse für die folgenden Stufen abgegriffen, was den Vorteil bietet, daß keine Rückwirkung von einer Stufe auf die vorhergehende vorhanden ist. Bekanntlich verursacht bei Pentoden infolge des großen Innenwiderstandes eine Anodenspannungsänderung so gut wie keine Anodenstromänderung und damit auch keine Schirmgitterstromänderung.

Bei der Schaltung in Abb. 33 wird der erste Steuerimpuls Re_1 zum Anziehen bringen, der zweite Re_1 zum Abfallen und Re_2 zum Anziehen, der dritte Re_1 zum Anziehen und der vierte beide zum Abfallen usw.

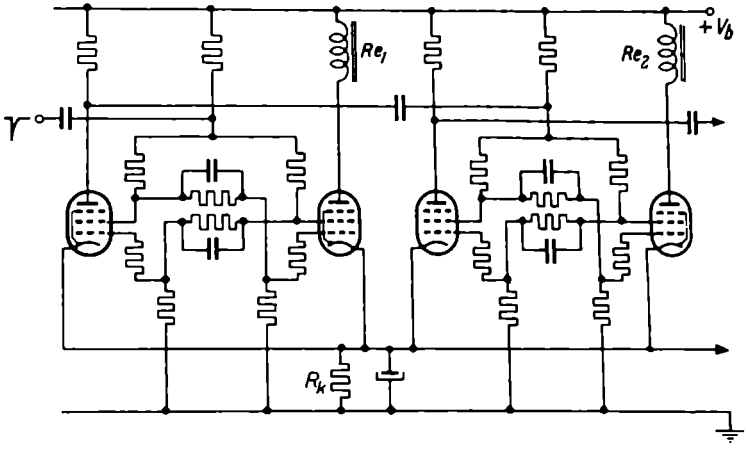


Abb. 33. Kettenschaltung von 2 bistabilen Stufen für Relaissteuerung.

d. *Eine bistabile Stufe als Gleichspannungsverstärker*

Alle bisher behandelten Multivibratorschaltungen wurden durch Impulse ausgesteuert. Verwendet man Pentoden, kann man eine bistabile Stufe, mit der man ein Relais steuert, durch eine kleine Gleichspannungsänderung zum Kippen bringen, wozu man sonst einen empfindlichen Gleichspannungsverstärker benötigt. Je mehr Röhren in einem Gleichspannungsverstärker verwendet werden, desto schwieriger wird es bekanntlich, den Verstärker stabil zu halten. Unsere Stufe enthält nur eine einzige Vorverstärkerröhre und ist dennoch ebenso empfindlich wie ein mehrstufiger Gleichspannungsverstärker. Die Stabilität ist darum sehr hoch; außerdem kann man mit niedrigen Speisespannungen arbeiten.

Abb. 34 zeigt ein Beispiel für eine solche Stufe, bei der Batterieröhren mit einer Speisespannung von 100 V verwendet werden. Das Gitter 1 der Röhre I ist negativ zur Katode vorgespannt. In dieser Schaltung wird nun das Schirmgitter als weiteres "Steuergitter" verwendet, so

daß wir Schirmgitter und Anode sozusagen als Elektroden einer Triode betrachten können.

Diese "Triode" ist nun in bistabiler Schaltung mit einer weiteren "Triodenstufe", die durch Steuergitter und Schirmgitter der Röhre II gebildet wird, verbunden. Obwohl beide "Trioden" keine übermäßige Verstärkung haben, wird, wie wir gesehen haben, eine bistabile Funktion bereits bei einer Gesamtverstärkung erzielt, die nur wenig größer ist als 1.

Das Besondere dieser Schaltung besteht nun darin, daß wir hier gar keine größere Gesamtverstärkung als 1 benötigen. Darum wurde sie mit dem Potentiometer in der Schirmgitterleitung der Röhre II einstellbar gemacht. Durch richtige Wahl des Anodenwiderstandes der Röhre I und der Koppelwiderstände zum Steuergitter der Röhre II können wir erreichen, daß das bistabile Gebiet in denjenigen Teil des Aussteuerbereiches der Röhre II fällt, der zur Erregung des Relais erforderlich ist. Was geschieht nun, wenn wir die Steuergitterspannung der Röhre I verändern?

Wenn diese Gitterspannung niedrig ist, ist die Anodenspannung und damit auch die Gitterspannung der Röhre II hoch. Es fließt in dieser Röhre Anodenstrom, so daß das Relais angezogen ist. Außerdem fließt infolge des positiven Gitters auch Gitterstrom. Da der Widerstand der Gitter-Katodenstrecke sehr niedrig ist, ist das Übertragungsverhältnis zwischen den Röhren I und II so ungünstig geworden, daß die Gesamtverstärkung kleiner als 1 ist. Die Stufe ist also noch stabil, und der Katodenstrom der Röhre II ändert sich anfänglich nicht, wenn man die Gitterspannung der Röhre I langsam erhöht. Es treten jedoch plötzlich andere Verhältnisse ein, wenn man die Steuergitterspannung der Röhre I so viel positiver macht, daß der Gitterstrom der Röhre II zu fließen aufhört. Erhöht man jetzt V_{g_1} der Röhre I um einen geringen Betrag, so fällt V_a dieser Röhre und jetzt auch V_{g_1} der Röhre II, wodurch wiederum V_{g_2} der Röhre II und V_{g_2} der Röhre I steigen. Als Folge hiervon fällt die Anodenspannung der Röhre I noch mehr, und die lawinenartige Rückkopplung setzt ein *.

* Nun steigt infolge der Erhöhung von V_{g1} der Röhre I nicht nur der Anoden-, sondern auch der Schirmgitterstrom. Hierdurch wird z. T. das Ansteigen von V_{g2} infolge der Rückkopplung kompensiert. Darum ist es vorteilhaft, für die Röhren I und II Typen zu wählen, bei denen der Schirmgitterstrom der Röhre I gegenüber dem Schirmgitterstrom der Röhre II klein ist.

Wenn die Gesamtverstärkung größer als 1 geworden ist, kippt die Stufe, und Röhre II wird wieder so weit gesperrt, bis die Gesamtverstärkung kleiner als 1 ist.

Es ist offensichtlich, daß diese Sperrung der Röhre II noch radikaler erfolgt, wenn der Spannungsteiler in der Schirmgitterleitung einen größeren Teil der Spannungsänderung am Schirmgitter dieser Röhre zum Schirmgitter der Röhre I zurückleitet. Wird dieses Potentiometer aber kritisch eingestellt, so wird Röhre II nur wenig gesperrt – gerade soviel, daß das Relais abfällt –; setzt man jetzt Vg_1 der Röhre I etwas herab, so kippt die Stufe wieder zurück. Nennen wir die Steuergitterspannung der Röhre I, bei der das Relais abfällt, Vg_1', und die Steuerspannung, bei der das Relais anzieht, Vg_1'', so gibt die Differenz $Vg_1' - Vg_1''$ die Empfindlichkeit dieser Relaisstufe an. Sie kann, abhängig von den verwendeten Röhren, zwischen 10 und 1 mV liegen, wenn das Potentiometer richtig eingestellt ist; dies bedeutet einen zwanzig- bis hundertfachen Gewinn im Vergleich zu einem entsprechenden Gleichspannungsverstärker. Um die größte Empfindlichkeit zu erhalten, kann man von der Einstellung des Potentiometers ausgehen (Abb. 34), in welcher das Schirmgitter der Röhre I mit + 100 V

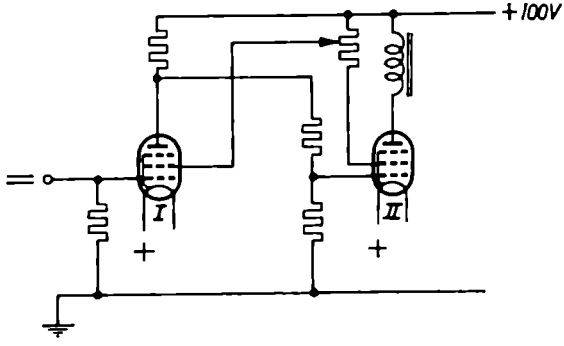


Abb. 34. Eine bistabile Stufe für Relaissteuerung, verwendet als hochempfindlicher Gleichspannungsverstärker. Mit dem Potentiometer kann maximale Empfindlichkeit eingestellt werden.

verbunden ist. Drehen wir das Potentiometer von dieser Stellung aus durch, so nähern wir uns sehr schnell dem Punkte höchster Empfindlichkeit; danach nimmt sie wieder allmählich ab, weil die Gesamtverstärkung dann immer größer als 1 wird, und die Anodenspannungsänderung der Röhre I größer wird, als dies zur Steuerung der Röhre II erforderlich ist. In diesem Gebiet ist die Stufe bistabil, was man an ihrem Verhalten erkennen kann, wenn die Gitterspannung zwischen V_{g_1}' und V_{g_1}'' eingestellt wird: sie kann dann mit Impulsen zum Kippen gebracht werden.

Bei richtiger Einstellung des Potentiometers erhalten wir also einen Gleichspannungsverstärker mit einer Sprungcharakteristik: außerhalb des Bereiches $V_{g_1}' - V_{g_1}''$ der Röhre I beeinflußt die Steuergitterspannung den Anodenstrom der Röhre II kaum.

1.12 Die Sperrung von Multivibratorstufen

Unter Sperrung von Multivibratorstufen verstehen wir die Möglichkeit, die betreffenden Schaltungen durch Anlegen einer Spannung am weiteren Funktionieren zu hindern. Dies ist insbesondere bei Kettenschaltungen monostabiler Multivibratoren wichtig; in Abb. 35 ist ein Beispiel für eine solche Sperrung gezeigt. Auf dieselbe Weise kann man übrigens auch andere Schaltungen sperren.

In Abb. 35 sind nur die Elemente der Kettenschaltung aufgenommen, die für das Verständnis der Sperrung erforderlich sind. Die einzige erkennbare Veränderung im Vergleich zu den früheren Schaltungen besteht in dem gemeinschaftlichen Anschluß für die Gitterwiderstände der rechten Röhren der vier monostabilen Stufen I, II, III, IV. Dieser Anschluß hat ein Potential von etwa + 10 Volt gegen Masse, welches durch den Katodenstrom der als Triode geschalteten Röhre B_1 erzeugt wird. Man muß jetzt darauf achten, daß dieses Potential nicht durch die (allerdings recht kleinen) Ströme mitbestimmt wird, die in jeder Stufe durch die genannten Widerstände fließen.

Darum muß der Strom der Röhre B_1 im Verhältnis zur

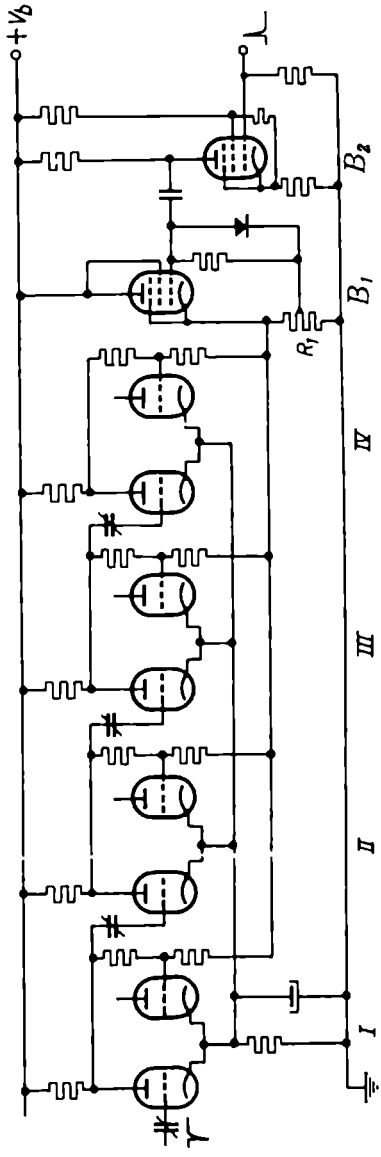


Abb. 35. Sperrschaltung, die bei Aussteuerung mit einem positiven Impuls die Funktion einer Kettenschaltung monostabiler Multivibratoren (I bis IV) in jedem gewünschten Augenblick unterbrechen kann.

Summe der Ströme durch diese Widerstände groß sein. Hieraus folgt, daß der Widerstand R_1 einen niedrigen Wert haben muß.

Das gemeinsame Katodenpotential der monostabilen Stufen I bis IV wird nun so hoch gewählt, daß bei einem Potential von + 10 V an der Sperrleitung die Kettenschaltung nach Einstellung der Kopplungstrimmer gut funktioniert. Die Sperrung wird dann wirksam, wenn wir die Öffnungsspannung von + 10 V zeitweilig oder, falls erwünscht, dauernd wegfallen lassen. Wenn nun eine Stufe gekippt ist, hat bekanntlich das Steuergitter der rechten Röhre ein Potential, das gleich dem Potential am gemeinsamen Katodenanschluß ist. Der Wegfall der Öffnungsspannung von + 10 V entspricht einem negativen Stoß auf diesem rechten Gitter, und die Stufe kippt zurück. Hierbei wird ein negativer Impuls an die folgende Stufe weitergegeben.

Der heraus resultierende positive Impuls trifft am Gitter der rechten Röhre in der folgenden Stufe jedoch auf ein Potential, das ebenfalls um etwa 10 V niedriger ist als normal. Falls der Koppeltrimmer nicht zu weit eingedreht ist, kann dieser Impuls die Stufe nicht zum Kippen bringen, so daß die Folge der Rechteckimpulse unterbrochen wird.

Es ist leicht einzusehen, daß bei der Rückkehr der Öffnungsspannung sich nichts ändert, wenn sie nicht, sei es auch nur kurzfristig, die bewußten + 10 V überschreitet. Im Fall der Überschreitung könnten unbeabsichtigt eine oder mehrere Stufen kippen. Um dies zu verhüten, liegt parallel zum Gitterwiderstand der Röhre B_1 eine Germaniumdiode, die verhindert, daß das Steuergitter bei einem positiven Spannungsstoß die negative Vorspannung überschreitet, die durch den Abgriff an R_1 gegeben ist.

Zum Sperren kann dem Steuergitter der Röhre B_2 (in Abb. 35) ein positiver Impuls zugeführt werden. Diese Röhre ist über die Spannungsteilung von der Speisespannung zur Katode im Ruhezustand gesperrt. Der an der Anode bei positiver Aussteuerung entstehende negative Impuls sperrt die Röhre B_1 und damit die Kettenschaltung.

KAPITEL 2

TORSTUFEN

Für verschiedene Verwendungsmöglichkeiten werden im Zusammenhang mit oszillierenden, mono- oder bistabilen Multivibratorstufen sogenannte Torstufen benutzt. Das Prinzip einer Torstufe liegt in einer Doppelaussteuerung, so daß die Röhre nur solange unter den üblichen Bedingungen arbeitet, wie eine bestimmte Zusatzspannung zugeführt wird. Meistens wird die Zusatzspannung durch einen Rechteckimpuls gebildet, welcher in einer Multivibratorstufe erzeugt und einem Gitter oder der Anode der Torstufenröhre zugeführt wird. Überschreitet die Zusatzspannung einen bestimmten Wert, wird eine am Steuergitter der Torstufe angelegte Spannung durch die Röhre unter üblichen Bedingungen verstärkt und kann an der Katode oder Anode abgegriffen werden. In Abb. 36 sind einige Schaltungen von Torstufen wiedergegeben. In Abb. 36a wird eine Triode verwendet. Bei niedriger Anodenspannung wird das dem Steuergitter 1 zugeführte Signal nicht an den Ausgang 2 weitergegeben, weil kein Anodenstrom fließt. Allerdings darf in dieser Schaltung das Steuergitter nicht so positiv werden, daß Gitterstrom fließt, weil dann über dem Katodenwiderstand ein, wenn auch abgeschwächtes und verzerrtes Signal entstehen kann.

Wird an die Anode ein positiver Rechteckimpuls angelegt, arbeitet die Röhre als Katodenfolgestufe. Da der Anodenstrom dieser Röhre von dem Rechteckimpulsgenerator geliefert werden muß, belastet die Torstufe diesen erheblich. Um den Strom zu begrenzen, liegt ein Widerstand in der Anodenleitung, wodurch jedoch die Ausgangsspannung herabgesetzt wird. Die Schaltung mit einer Pentode (Abb. 36b) bietet den Vorteil, daß der Rechteckim-

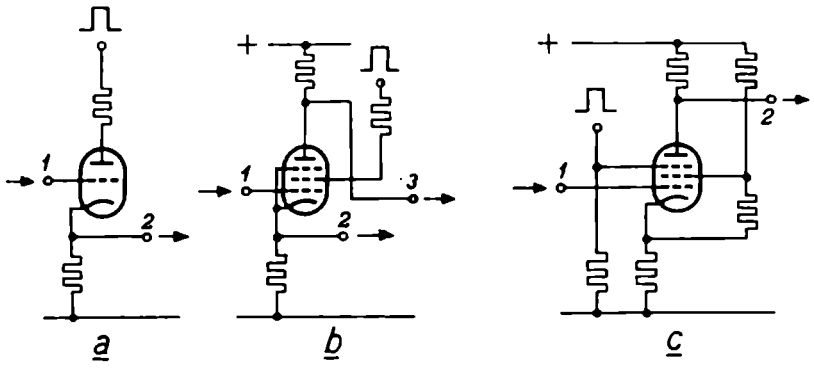


Abb. 36. Drei Beispiele für Torstufenschaltungen.
a. Eine als Katodenfolgestufe geschaltete Triode. Das dem Eingang 1 zugeführte Signal wird, solange die Anode positiv ist, zum Ausgang 2 weitergeleitet.
b. Eine Pentode als Torstufenröhre, bei der die Rechteckspannung dem Schirmgitter zugeführt wird. Das bei 1 eingegebene Signal kann an der Anode (3) oder an der Katode (2) abgenommen werden, solange das Schirmgitter positiv ist.
c. In dieser Stufe wird das Rechtecksignal dem 3. Gitter zugeführt und das Signal an der Anode abgegriffen. Ein positives Katodenpotential bewirkt, daß das dritte Gitter genügend negativ ist, um die Röhre sperren zu können, solange keine positive Rechteckspannung angelegt ist.

pulsgenerator weniger belastet wird, da der Schirmgitterstrom stets erheblich kleiner als der Anodenstrom ist. Außerdem ist die erforderliche Amplitude des Rechteckimpulses wegen der größeren Steilheit bei Aussteuerung am Schirmgitter kleiner. Wenn die Ausgangsspannung an der Katode abgegriffen wird (Ausgang 2), darf das Steuergitter ebenfalls, damit kein Gitterstrom auftritt, nicht positiv werden. In Abb. 36c schließlich ist die Belastung des Rechteckimpulsgenerators sehr gering, weil das dritte Gitter so gut wie keinen Strom führt. Da die Sperrspannung am dritten Gitter recht groß ist, muß jedoch die Rechteckspannung eine ziemlich große Amplitude haben. Die Ausgangsspannung wird an der Anode abgegriffen (Ausgang 2).

2.1 Ein schneller elektronischer Schalter

Eine Torstufe muß an erster Stelle als ein Schalter betrachtet werden. Sie stellt ja eine Verbindung zwischen Eingang und Ausgang der Stufe her; abgesehen von der Verstärkung, die man hierbei noch erhalten kann, kann man die Röhre durch einen Schalter ersetzen.

Im Vergleich zu einem mechanischen Schalter bietet die Torstufe jedoch viele Vorteile. Die Ein- und Ausschaltzeiten sind viel kürzer; wenn die Torstufe durch eine Multivibratorstufe gesteuert wird, richtet sich die Ein- und Ausschaltzeit nach der Flankensteilheit des Rechteckimpulses; diese kann, wie wir gesehen haben, in der Größenordnung von einer millionstel Sekunde liegen. Verschmutzte Kontakte, Prellen der Kontakte sowie Funkenbildung gibt es naturgemäß bei einer Torstufe nicht. Am auffallendsten sind jedoch die kurzen Schaltzeiten, die man erreichen kann. Eine Schaltzeit von einer millionstel Sekunde kann noch gut verwirklicht werden; bei einem mechanischen Schalter sind diese Zeiten um Größenordnungen länger.

Schließlich läßt sich der gewünschte Ein- oder Ausschaltzeitpunkt bei einer Torstufe ganz genau auf eine millionstel Sekunde durch den Nadelimpuls bestimmen, welcher die Multivibratorstufe steuert.

2.2 Die Untersuchung eines bestimmten Zeitabschnittes

Eine Torstufe wird häufig angewendet, um einen bestimmten Zeitabschnitt von einem bestimmten Zeitpunkt ab zu untersuchen (s. Abb. 37). Der zu untersuchende Zeit-

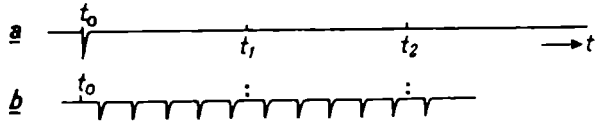


Abb. 37. Im Zeitpunkt t_0 wird ein Synchronisierungsimpuls zugeführt. Im Intervall t_1 bis t_2 soll die Zahl der Impulse der Kurve B festgestellt werden.

abschnitt beginnt beispielsweise im Zeitpunkt t_1 und endet bei t_2. Es soll beispielsweise die Anzahl der Impulse, die zwischen t_1 und t_2 auftreten, gezählt werden. Hierfür läßt sich eine Schaltung nach Abb. 38 verwenden.

Hierzu wird im Zeitpunkt t_0 ein Steuerimpuls der Multivibratorstufe I zugeführt, die hierdurch kippt. Die Zeitkonstante dieser Stufe wird mit Hilfe von $R_1 C_1$ auf die Zeit t_1 eingestellt. Im Zeitpunkt t_1 kippt die Stufe I wieder zurück und bringt die folgende monostabile Stufe II zum Kippen. Hierdurch steigt die Anodenspannung der linken Röhre dieser Stufe und damit die Anodenspannung der Torstufe III. Die Zeitkonstante der Stufe II wird mit R_2 und C_2 auf die Zeit $t_2 - t_1$ eingestellt. Während dieser Zeit führt also die Torstufe Strom und läßt die am Gitter zugeführten Impulse hindurch. Die Impulse werden am Katodenwiderstand abgegriffen und können mit einem elektronischen Zähler gezählt werden.

Die Katode der Torstufenröhre erhält über einen Spannungsteiler von der Speisespannung her das gleiche positive Potential wie die Anode im Ruhezustand. Es fließt al-

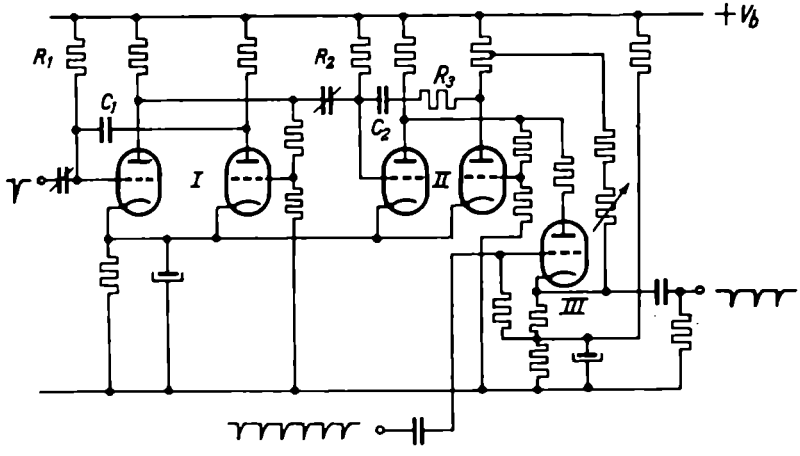


Abb. 38. Torstufenschaltung, welche die Untersuchung des Spannungsverlaufes während eines bestimmten Zeitabschnittes, wie in Abb. 37 wiedergegeben, ermöglicht. Die in dieser Schaltung auftretenden Spannungen sind in Abb. 39 dargestellt.

so nur Anodenstrom, wenn die Stufe II gekippt ist. Die Gitterspannung der Torstufenröhre wird durch den nicht überbrückten Widerstand in der Katodenleitung bestimmt. Wenn dem Steuergitter kein Signal zugeführt wird, so würde durch den Anodenstrom, der beim Kippen der Stufe II in der Stufe III zu fließen beginnt, am Katodenwiderstand ein positiver Rechteckimpuls entstehen. Dies würde bedeuten, daß am Ausgang ein positiver und ein negativer Stoß entstehen würden. Der Zähler könnte auf den negativen reagieren, wodurch eine fehlerhafte Zählung entstehen könnte.

Um dies zu vermeiden, kann man beispielsweise im Ruhezustand an den nicht überbrückten Katodenwiderstand eine positive Spannung anlegen, die man über den einstellbaren Widerstand am Anodenwiderstand der zweiten Röhre der Stufe II abgreift. Gleichzeitig bekommt man hierdurch eine negative Vorspannung für das Gitter der Torstufenröhre. Da diese positive Spannung beim Kippen der Stufe II teilweise fortfällt, wird der hierbei entstehende Katodenstrom der Röhre III kompensiert und die Katodenspannung konstant gehalten. Die Torstufe läßt sich jetzt nur durch eine Spannungsänderung am Gitter, also durch das zugeführte Signal, aussteuern.

Der Widerstand R_3, der größer als der Anodenwiderstand und kleiner als R_2 ist, unterdrückt die negative Störspitze am Ende des Rechteckimpulses an der linken Anode der Röhre II, die bei Trioden infolge der Aufladung von C_2 nach dem Zurückkippen entsteht. Dies ist für eine gute Kompensation erforderlich. In Abb. 39 ist der Einfluß dieser Kompensation und der Verlauf der verschiedenen Spannungen als Funktion der Zeit dargestellt. Die kleinen, durch die Umschaltung entstehenden Störspitzen können bezüglich der gewünschten Ausgangssignale vernachlässigt werden.

Eine solche Torstufenschaltung kann u.a. in elektronischen Rechenmaschinen und in der Radartechnik verwendet werden.

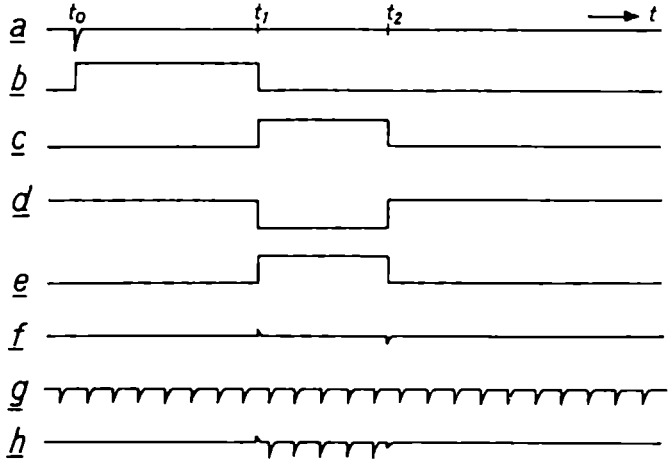


Abb. 39. a. Die Zeitachse mit den Zeiten t_0, t_1 und t_2.
b. Rechteckspannung an der linken Röhre der Stufe I.
c. Rechteckspannung an der linken Röhre der Stufe II, zugleich Anodenspannung der Torstufenröhre III.
d. Rechteckspannung an der rechten Röhre der Stufe II.
e. Spannung an der Katode der Torstufenröhre III ohne Kompensation und Steuergittersignal.
f. Die gleiche Spannung mit Kompensation, aber ohne Steuergittersignal.
g. Das vollständige Steuergittersignal.
h. Die Ausgangsspannung an der Katode der Torstufenröhre bei vollständigem Steuergittersignal.

2.3 Schnelles Abtasten verschiedener Spannungen

In verschiedenen Fällen kann es erforderlich sein, in einer Schaltung verschiedene Spannungen, die unter äußerem Einfluß sich ändern können, zu einem bestimmten Zeitpunkt zu untersuchen. Besonders dann, wenn diese Änderungen verhältnismäßig schnell auftreten, muß eine solche Untersuchung sehr schnell durchgeführt werden. Für jede Spannung braucht man naturgemäß eine besondere Torstufe, um sie voneinander zu trennen. Diese Torstufen können grundsätzlich alle von einem Multivibrator

gleichzeitig gesteuert werden. Wie oben erwähnt wurde, bilden diese Torstufen jedoch für den Multivibrator eine Belastung, weswegen die Anzahl der gleichzeitig anzuschließenden Torstufenröhren begrenzt ist. Deswegen empfiehlt es sich, die verschiedenen Torstufen mit einem eigenen Multivibrator zu steuern, der mit den anderen in einer Kettenschaltung liegt. Hierbei läuft außerdem die Untersuchung in einer festen Reihenfolge ab, ein Vorteil, den man ausnützen kann, um bestimmte Ergebnisse zu erzielen. Bei einer Kettenschaltung dauert die Untersuchung länger, aber in vielen Fällen ist die erforderliche Zeit so kurz, daß man von einer gleichzeitigen Aufnahme sprechen kann. Im allgemeinen wird man die zu untersuchende Spannung, wenn sie sich im Verhältnis zur Untersuchungszeit nur langsam verändert, als eine feste Steuerspannung für die Torstufe betrachten können. Die Ausgangsspannung der Torstufe ist dann ein Rechteckimpuls, bei dem die Amplitude einen Maßstab für den Momentanwert der zu untersuchenden Spannung bildet. Es dürfte ersichtlich sein, daß eine Kompensation dieses Rechteckimpulses, wie sie in der Abb. 38 angewendet wurde, nicht mehr erforderlich ist, es sei denn, daß man positive und negative Impulse zu erhalten wünscht.

Als Beispiel ist in Abb. 40 eine Schaltung zum Untersuchen von drei Spannungen mit einer Kettenschaltung wiedergegeben. Die drei Spannungen a, b und c sind an die Steuergitter der Trioden-Torstufen angelegt, die von den durch Kästchen dargestellten monostabilen Multivibratorstufen MV_1, MV_2 und MV_3 gesteuert werden. Wenn im Zeitpunkt t_1 ein Synchronisierungsimpuls eingegeben wird, so entsteht zwischen t_1 und t_2 (= der Zeitkonstante der ersten Stufe) an der Katode der ersten Torstufe eine positive Rechteckspannung, deren Amplitude durch den Augenblickswert der Spannung a bestimmt wird, zwischen t_2 und t_3 ein gleich breiter Rechteckimpuls an der Katode der zweiten Röhre mit einer Amplitude, die durch den Augenblickswert der Spannung b bestimmt wird, und zwischen t_3 und t_4 an der Katode der dritten Torstufenröhre eine Spannung, deren Amplitude durch den Augenblickswert der Spannung c bestimmt wird.

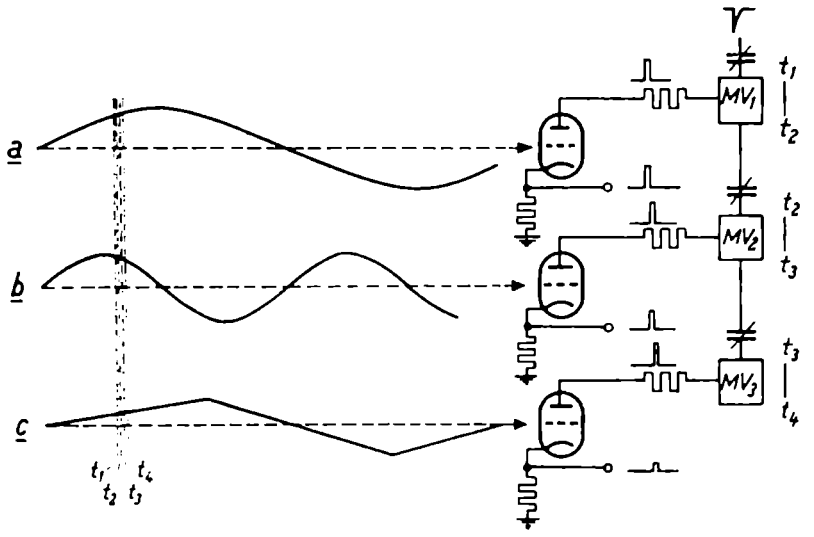


Abb. 40. Untersuchung der Augenblickswerte von drei verschiedenen Spannungen mit drei Torstufenröhren in Kettenschaltung. Beschreibung s. Text.

Wir sehen, daß bei den sich langsam ändernden Spannungen *a*, *b* und *c* die Untersuchungszeit so kurz ist, daß von einer gleichzeitigen Aufnahme gesprochen werden kann.

Auch kann eine Anzahl Torstufen gemeinsam an eine sich ändernde Spannung angeschlossen werden, wobei der Augenblickswert zu verschiedenen Zeitpunkten nacheinander untersucht werden kann.

Abb. 41 gibt hierfür ein Beispiel *.

Die zu untersuchende Spannung wird dem Steuergitter aller 3 Torstufenröhren zugeleitet. An der Katode entstehen dann Impulse, die dem Augenblickswert der Spannung in den 3 Zeitabschnitten entsprechen, die durch die Ketten-

* Eine interessante Anwendung dieses Prinzips wurde in dem Buch "Drahtlose Fernsteuerung" von A. H. Bruinsma beschrieben, welches ein System von 8 voneinander unabhängig zu bedienenden Kanälen über eine einzige Trägerwelle behandelt. Dieses Buch ist in der Populären Reihe der Philips' Technischen Bibliothek erschienen.

schaltung gegeben sind. Im angeführten Beispiel ist also der erste Ausgangsimpuls klein, der zweite groß und der dritte wieder klein.

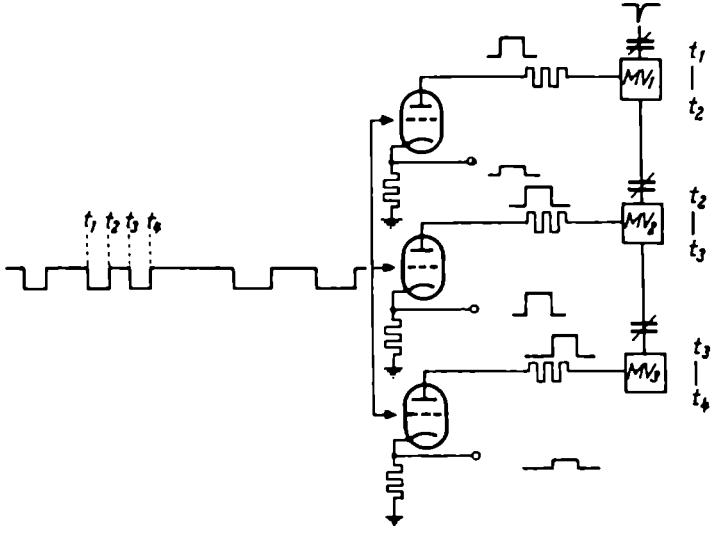
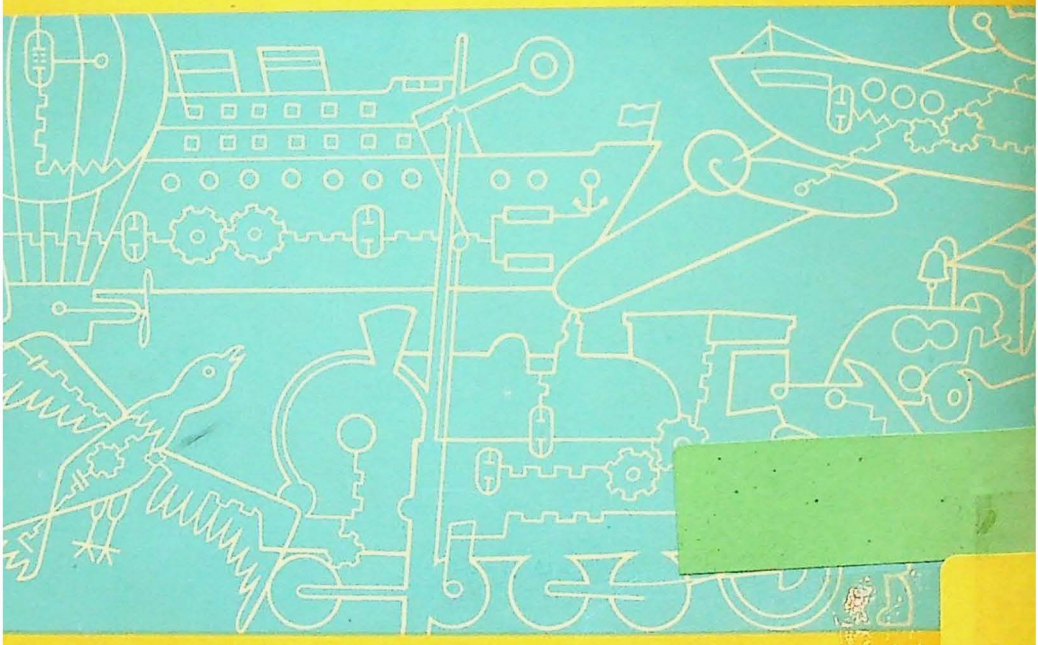


Abb. 41. Untersuchung des Augenblickswertes einer sich ändernden Spannung zu drei aufeinander folgenden Zeitpunkten mit drei Torstufenröhren in Kettenschaltung.

NACHTRAG

Es soll der Zweck dieses Buches sein, dem Leser einen Einblick in die Theorie zu geben, soweit ihre Kenntnis für die Praxis notwendig ist. Die Schaltungen sind darum bewußt allgemein gehalten und nicht dimensioniert worden, um nicht von diesem Zweck abzulenken.

Für fast jede praktische Anwendung muß man eine bekannte Schaltung abwandeln und andere elektrische Werte einsetzen. Um den Leser mit einigen in der Praxis angewandten und erprobten Schaltungen bekannt zu machen, die darüber hinaus viele interessante Variationen ermöglichen, bringen wir in dem Buch ROBOTERSCHALTUNGEN * ausführliche Beschreibungen solcher Schaltungen.

* A.H. Bruinsma, ROBOTERSCHALTUNGEN, erschienen in der Philips' Technischen Bibliothek.

PHILIPS TECHNISCHE BIBLIOTHEK